



~~7014/62~~

F 7414/1 E

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

253

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 25 (39)

Fascicola 1

IANUARIE-IUNIE
1980

Cititorii din străinătate se pot abona prin

ILEXIM,

Serv. Export-import presă – Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3-5 – P.O.B. 136-137

Bucharest – Romania

1980

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tom 25 (39)

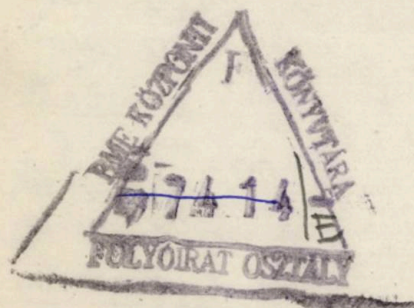
Fascicola 1

**IANUARIE—IUNIE
1980**

1989

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CREȚU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ — redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRISTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. IOAN NIȚA, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU — secretar de colegiu



COMITETUL DE REDACȚIE

III. Electrotehnica

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA — redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC — redactor responsabil adj. Prof. de. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VĂZDĂUȚEANU secretar de redacție

Electrotehnică teoretică

- C. ȘORA, S. DOBRE, ST. HARAGUȘ : Asupra comportării generatorului Hall ca și convertor de impedanță 7
S. IONEL : O generalizare a noțiunii de spectru frecvențial dublu 17

Aparate și Mașini electrice

- I. NOVAC : Considerații asupra dimensionării motoarelor de inducție în dublă colivie la care sînt impuse valorile randamentului și a factorului de putere 27
I. NOVAC : Asupra dimensionării motoarelor de inducție în dublă colivie cînd se impun cuplul și curentul de pornire 35
I. BOLDEA : Asupra caracteristicilor de viteză la sistemele de levitație electromagnetică. 43
D. IRHASIU : Calculul electromagnetic al rotorului unui hidrogenerator
V. HESCA : Studiul experimental al unei scheme electrice cu recuperare de energie pentru încercarea motoarelor asincrone de putere mare .. 57
AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN : Criterii de apreciere a funcționării corecte a schemelor de comandă a echipamentelor electrice 65
ST. BARTZER : Contribuții cu privire la calculul diagramei de încălzire a mașinilor electrice, cu considerarea variației rezistenței înfășurărilor în funcție de temperatură 71
AL. VASILIEVICI, N. FANTANA : Modalități actuale și de perspectivă privind realizarea comenzilor cu aparatul electric de joasă tensiune 81

Acționări și Utilizări electrice

- I. SORA, P. SCAREANU, D. POPOVICI : Probleme tehnice actuale ale sistemelor de iluminat electric 87
D. POPOVICI, P. SCAREANU : Variator de tensiune (VTC) pentru comanda în regim de motor și frinare cu recuperare a mașinii de curent continuu 93
E. SERACIN, I. SORA, M. PRODAN, C. SCHUCH : Cercetări experimentale privind acționarea cu mașini liniare a cărucioarelor grinzilor rulante. 97
ST. BALTEANU : Studiul regimului dinamic la pornirea motorului asincron cu inele și frina mecanică autoreglabilă la acționarea mecanismelor de ridicat 103
I. BALACI : Asupra funcționării cu curent neîntrerupt a unui motor de curent continuu alimentat cu impulsuri de tensiune 107
T. COCARLA, G. POCINOG : Orientări noi în organizarea activității de întreținere-reparații. 115
M. PRODAN : Asupra pornirii motoarelor asincrone alimentate prin convertoare de frecvență 123

Electroenergetică

- M. NEMEȘ : Influența autotransformatorului terminal asupra funcției de răspuns tranzitoriu la linii de înaltă tensiune 127

V. NEGRU, E. POP, V. TITIHAZAN, A. CHIRLESAN, A. NICOLA-ESCU : Încercări experimentale privind proprietățile dielectrice ale betonului armat cu fibră de sticlă	131
V. TITIHAZAN : Regimul termic al unui cablu de înaltă tensiune cu circulație forțată de ulei modelat pe calculator analogic.	135
V. NEGRU, V. TITIHAZAN : Solicitarea izolației mantalei metalice ale cablurilor la aplicarea undelor de impuls.	141

Electronică și telecomunicații

M. CIUGUDEAN, M. TĂNASE : Formator de impulsuri cu vîrf pentru comanda tiristoarelor de comutație	145
M. PETRUESCU, I. BABUTIA : Contribuții la sinteza structurii convertoarelor de cod	151
V. POPESCU, D. ANDREICIUC : Dispozitiv electronic pentru comanda unui inverter trifazat cu tiristoare cu tensiune de ieșire sintetică ..	159
T. MUREȘAN, V. POPESCU : Circuite tipizate pentru comanda variatoarelor de turație cu tiristoare.	163
GH. GHERMAN, I. CIRMU : Calculul unor filtre active de ordin superior cu funcție de transfer de tip Bessel	169

Caleculatoare

D. PETRU, V. CREȚIU : Studiul comparativ asupra limbajelor de programare concurente pentru calculatoare de proces.	175
V. POP : Însușirea numerelor reprezentate în cod cuaternar fără propagarea transportului	187
C. STRUGARU, R. STOINESCU : Microprocesorul 8080 folosit într-o configurație minimă	193
C. STRUGARU : Programator pentru memorii eprom. 2708	201
E. PETRIU, D. PETRIU, M. QUIJADA : Scheme de arbitrare a conflictelor în sistemele multiprocesoare	207

Automatizări

ST. PREITL : Influența modului de definire a funcțiilor de corelație și a funcțiilor densitate spectrală de putere asupra relațiilor de calcul utilizate în identificarea experimentală prin metode statistice ..	215
E. HETTMAN, T. L. DRAGOMIR, E. VĂCĂRESCU : Procedeu de calcul a indicilor de calitate definiți pe baza răspunsului indicial pentru sisteme de ordinul trei	221

**Buletin științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia”
Timișoara**

ELECTROTEHNICĂ

Tome 25/39

Fasc. 1

Janvier—Juin 1980

Electrotechnique Théorique

- C. ȘORA, S. DOBRE, ST. HARAGUȘ : On some properties of the Hall generator as a reactance verter 7
- S. IONEL : Eine Verallgemeinerung des Begriffes doppeltes Frequenzspektrum 17

Apareilles et Machines électriques

- I. NOVAC : Some considerations about double-Cage induction motors for given powerfactor and efficiency 27
- I. NOVAC : About double-cage induction motors design for given starting torque and current 35
- I. BOLDEA : About the speed characteristics (end effect) of electromagnetic levitation systems 43
- D. IRHAȘIU : Elektromagnetische Berechnung des Rotors eines Hydrogenerators 51
- V. HEȘCA : Experimental Study of an Electric Scheme Concerning Energy Gain in Testing High-Power Asynchronous Motors 57
- AL. VASILIEVICI, L. MOLDOVAN : Des Critères pour l'appréciation du fonctionnement correct des schemas de commande d'équipements électriques 65
- S. BARTZER : Beitrag zur Berechnung der Erwärmungsdiagramme elektrischer Maschinen, unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der Wicklungswiderstandes 71
- AL. VASILIEVICI, N. FANTANA : Aktuelles und Zukunftsmöglichkeiten in den Niederspannungsschaltgeräten 81

Asservissements électriques et utilisation d'énergie électrique

- I. ȘORA, P. SCAREANU, D. POPOVICI : Technisch aktuelle Probleme der elektrischen Beleuchtungssysteme 87
- D. POPOVICI, P. SCAREANU : A chopper for driving the D. C. Machine as both motor and regenerative brake 93
- E. SERACIN, I. ȘORA, M. PRODAN, C. SCHUCH : Experimentelle Forschungen bezüglich des elektrischen Antriebs der Laufkatze mit Linearmotoren 97
- ST. BALTEANU : Analyse des Übergangsbetriebes beim Antrieb der Hebezeuge mit Asynchronmotor und selbstregelnder mechanischer Bremse 103
- I. BALACI : Über die Funktionsweise eines Gleichstrommotors mit nichtlückendem Strom, mit Spannungsimpulsen gespeist 107
- T. COCARLA, G. POCINOG : Neue Richtlinien in der Organisierung der Instandhaltung- und Reparaturarbeiten 115
- M. PRODAN : Über den Anlauf von Asynchronmotoren gespeist durch Frequenzwandler 123

Electroenergetique

- M. NEMEȘ : The influence of terminal autotransformer on transient response function by high voltage lines 127
- V. NEGRU, E. POP, V. TITIHAZAN, A. CHIRLESAN, A. NICOLAESCU : The tests about the dielectric properties of the glass concrete 131

V. TITIHAZAN : The termic regime of a high voltage oil cooling cable modelled on analogue computer	135
V. NEGRU, V. TITIHAZAN : The insulation test of the metal casing cable at impulse waves	141

Electronique, Telecommunications

M. CIUGUDEAN, M. TÂNASE : Circuit formeur d'impulsions à pique pour la commande des thyristors de commutation	145
M. PETRUIESCU, I. BABUTIA : Contributions to the structural synthesis of code converters	151
V. POPESCU, D. ANDREICUICU : Firing circuit for three-phase thyristorbridge inverter	159
T. MUREȘAN, V. POPESCU : Typical circuits for firing thyristor bridge rectifiers	163
GH. GHERMAN, I. CÎRNU : Berechnung einiger Aktivfilter höherer Ordnung mit Besselübertragungsfunktion.	169

Ordinateurs

D. PETRIU, V. CREȚU : A comparative study on concurrent programming languages for real-time application	175
V. POP : Die Addition der in einem gauternären Code dargestellten Zahlen ohne Weiterführung des Übertrags	187
C. STRUGARU, R. STOINESCU : The 8080 microprocessor in a minimum configuration	193
C. STRUGARU : A programmer for the eeprom 2708 memory	201
E. PETRIU, D. PETRIU, M. QUIJADA : Arbitrator structures for conflicts resolution in multiprocessors	207

Automatique

ST. PREITL : L'influence du monde de définitions de corrélation et des fonctions densité spectrale de puissance sur, des relations de calcul utilisées dans l'identification expérimentale par des méthodes statistiques	215
E. HETTMAN, T. L. DRAGOMIR, E. VACARESCU : Berechnungsverfahren für Einheitssprungantwortgüterkriterien der Systeme dritter Ordnung	221

ASUPRA COMPORTĂRII GENERATORULUI HALL CA ȘI INVERTOR DE REACTANȚĂ

DE

C. ȘORA, S. DOBRE, ȘT. HĂRĂGUȘ

1. Considerații generale

Ecuatiile cuadripolare ale generatorului Hall, considerat ca un cuadripol diport, se pot scrie sub forma

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{R}_{11} \underline{I}_1 + \underline{R}_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= \underline{R}_{21} \underline{I}_1 + \underline{R}_{22} \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (1.1)$$

Adoptînd aceeași regulă de asociere a sensurilor de referință pentru tensiuni și curenți la cele două perechi de borne (fig. 1.1), relația pentru circuitul de ieșire este $\underline{U}_2 = -\underline{Z}_2 \underline{I}_2$, unde $\underline{Z}_2 = \underline{R}_2 + jX_2$ este impedanța receptorului.

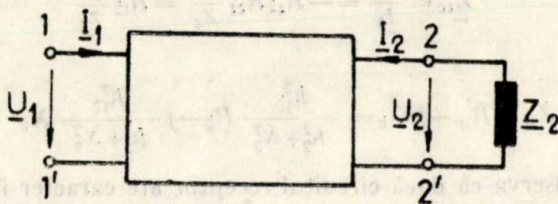


Fig. 1.1.

Parametrii cuadripolari au caracter rezistiv pînă la frecvențe relativ înalte și de asemenea depind de inducția magnetică. Semnificația fizică a parametrilor ce intervin în ecuațiile (1.1) este următoarea: $R_{11} = R_{10}$, rezistența în gol corespunzătoare circuitului de comandă; $R_{22} = R_{20}$, rezistența în gol corespunzătoare circuitului Hall; R_{21} , rezistența de transfer în gol, cu alimentare pe la bornele 11' și R_{12} , rezistența de transfer în gol, cu alimentare pe la bornele 22'.

În cazul general

$$R_{12}(B) \neq R_{21}(B) \quad (1.2)$$

deci generatorul Hall este un cuadripol nreciproc.

În unele situații

$$R_{12}(B) = -R_{21}(B) \quad (1.3)$$

caz în care se vorbește de antireciprocitate, respectiv de comportarea ca girator. Acest caz se întâlnește atunci când placa Hall nu are tensiune de zero.

Comportarea generatorului Hall ca și girator nu intervine, respectiv nu prezintă un interes deosebit în aplicațiile uzuale ale generatorului Hall din domeniul măsurilor și automatizării. Există însă și unele aplicații specifice care se bazează tocmai pe comportarea ca girator a generatorului Hall. În acest sens se menționează realizarea unor scheme unidirectionale, la care transferul de putere are loc într-un singur sens [1,5] și posibilitatea de inversare a impedanțelor, respectiv folosirea generatorului Hall ca și convertor de impedanțe [2,3]. Referirile din literatură mai ales în legătură cu ultima aplicație sînt puține și au caracter destul de general.

În prezenta lucrare se urmărește să se facă unele precizări privind posibilitățile și principalele caracteristici ale generatorului Hall în legătură cu proprietatea de inversare a reactanțelor și de asemenea, cîteva considerații energetice specifice comportării ca girator.

2. Impedanța echivalentă de intrare. Caracteristici

Proprietatea de inversare a impedanțelor este pusă în evidență în mod simplu dacă se consideră un girator ideal. La un generator Hall aceasta înseamnă a considera $R_{10}=R_{20}=0$. Ecuațiile în acest caz devin

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= R_{21} \underline{I}_1 = -R_{12} \underline{I}_1, \quad \text{cu} \quad \underline{U}_2 = -\underline{Z}_2 \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (2.1)$$

de unde rezultă expresia impedanței echivalente de intrare $\underline{Z}'_{1e}$

$$\underline{Z}'_{1e} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = -R_{12} R_{21} \frac{1}{\underline{Z}_2} = R_{12}^2 \frac{1}{\underline{Z}_2} \quad (2.2)$$

sau

$$\underline{Z}'_{1e} = R'_{1e} + jX'_{1e} = \frac{R_{12}^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 - j \frac{R_{12}^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 \quad (2.2')$$

Se poate observa că dacă circuitul receptor are caracter inductiv ($X_2 > 0$), impedanța echivalentă de intrare are caracter capacitiv ($X'_{1e} < 0$) și invers.

Dacă la ieșire este conectată doar o reactanță ($R_2=0$), giratorul funcționează ca și invertor de reactanță. Se obține

$$\underline{Z}'_{1e} = jX'_{1e} = \frac{R_{12}^2}{jX_2}, \quad \text{respectiv} \quad X'_{1e} = -\frac{R_{12}^2}{X_2} \quad (2.3)$$

Să ne referim acum la generatorul Hall real, cu pierderi ($R_{10} \neq 0$, $R_{20} \neq 0$), la inducție magnetică constantă ($B = \text{const.}$). Din ecuațiile (1.1) pentru impedanța echivalentă de intrare se obține expresia

$$\underline{Z}_{1e} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = R_{11} + R_{12} \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \quad (2.4)$$

unde

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -\frac{R_{21}}{(R_2 + R_{20}) + jX_2} \quad (2.5)$$

astfel că (2.4) devine

$$Z_{1e} = R_{10} - \frac{R_{12}R_{21}(R_2 + R_{20})}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} + j \frac{R_{12}R_{21}X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad (2.6)$$

Dacă placa Hall are tensiune de zero, rezistențele de transfer se pot descompune în două componente, dintre care una (R_a) este o funcție pară, iar cealaltă (R_b) o funcție impară de inducția magnetică [4]

$$R_{12} = R_a + R_b \quad R_{12} = R_a - R_b \quad (2.7)$$

rezultind pentru rezistența echivalentă și reactanța echivalentă expresiile

$$R_{1e} = R_{10} - \frac{(R_a^2 - R_b^2)(R_2 + R_{20})}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad X_{1e} = j \frac{(R_a^2 - R_b^2)X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad (2.8)$$

Se poate observa că inversarea semnului reactanțelor ($X_{1e}X_2 < 0$) are loc numai dacă $R_a < R_b$.

În continuare vom presupune că nu există tensiune de zero ($R_a = 0$) iar la ieșire este conectată doar o reactanță ($R_2 = 0$). În acest caz avem de a face cu un girator la care $R_{12} = -R_{21} = R_b$. Expresiile (2.8) devin

$$R_{1e} = R_{10} + \frac{R_{12}^2 R_{20}}{R_{20}^2 + X_2^2} \quad X_{1e} = - \frac{R_{12}^2 X_2}{R_{20}^2 + X_2^2} \quad (2.9)$$

relevind proprietatea de inversare a semnului reactanței, ($X_{1e} \cdot X_2 < 0$), respectiv funcționarea dispozitivului ca și inverter de reactanță.

Pentru problema care ne interesează este importantă cunoașterea defazajului dintre tensiunea și curentul la bornele de alimentare 11', respectiv argumentul impedanței echivalente, care poate constitui un factor de calitate al sistemului considerat. Se obține

$$\operatorname{tg} \varphi_{1e} = \frac{X_{1e}}{R_{1e}} = - \frac{R_{12}^2 X_2}{R_{10}R_{20}^2 + R_{10}X_2^2 + R_{12}^2 R_{20}} \quad (2.10)$$

Valoarea maximă a defazajului φ_{1e} în funcție de X_2 , la sondă dată se obține din condiția

$\frac{\partial}{\partial X_2} \left(\frac{X_{1e}}{R_{1e}} \right) = 0$. Reactanța $X_2 = X_{2m}$ corespunzătoare acestei condiții, este

$$X_{2m} = \sqrt{R_{20}^2 + \frac{R_{20}}{R_{10}} R_{12}^2} = R_{20} \sqrt{1 + k^2} \quad (2.11)$$

în care s-a introdus notația $k^2 = \frac{R_{12}^2}{R_{10} R_{20}} > 0$

La inducție dată, acest parametru k^2 este o constantă a sondei Hall, avind o valoare subunitară [5]. Înlocuind pe X_{2m} în (2.10) se obține defazajul maxim în funcție de k ,

$$\left(\frac{X_{1e}}{R_{1e}} \right)_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{k^2}{\sqrt{1 + k^2}} \quad (2.12)$$

Pe baza acestei relații se poate observa că acest defazaj crește cu k^2 , iar valorii extreme $k^2=1$ îi corespunde $(X_{1e}/R_{1e})_m \approx 0,354$.

Pentru orientare asupra ordinului de mărime al defazajului ce intervine la sondele Hall obținute, s-au efectuat încercări experimentale asupra a două sonde din InAs, la o inducție magnetică de 1,8 T. Parametrii unei sonde (1) au fost: $R_{10}=3,2 \Omega$, $R_{20}=2,8 \Omega$, $R_{12}=|R_{12}|=1,9 \Omega$ ceea ce corespunde la $k^2=0,4$; parametrii celeilalte sonde (2): $R_{10}=5,26 \Omega$, $R_{20}=3,83 \Omega$ și $R_{12}=|R_{21}|=2,36 \Omega$, rezultând $k^2=0,28$. În fig. 2.1 sint trasate curbele X_{1e}/R_{1e} în funcție de X_2 (rel. 2.10) pentru cele două sonde, considerind la ieșiri un condensator de $25 \mu F$. Linia plină corespunde valorilor calculate iar linia punctată celor determinate experimental. Se verifică caracterul inductiv al circuitului de intrare

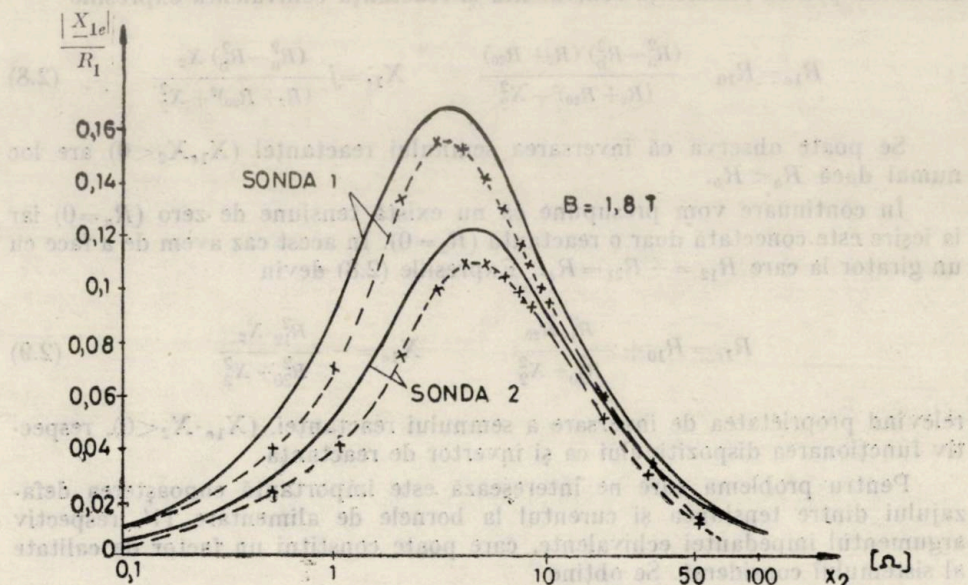


Fig. 2.1.

($X_{1e} > 0$). Pentru determinarea defazajului pe cale experimentală s-a folosit metoda elipsei și de asemenea metoda compensării componente reactive a impedanței echivalente de intrare. La sonda 1 defazajul maxim a rezultat $(X_{1e}/R_{1e})_m = 0,17$ pentru $X_{2m} = 3,3 \Omega$ iar la sonda 2, $(X_{1e}/R_{1e})_m = 0,12$ pentru $X_{2m} = 4,3 \Omega$.

Din punct de vedere teoretic pot prezenta interes și alte aspecte în legătură cu reactanța echivalentă de intrare. Astfel, din relația (2.9) rezultă imediat raportul X_{1e}/X_2 sau produsul $X_{1e} \cdot X_2$,

$$\frac{X_{1e}}{X_2} = - \frac{R_{12}^2}{R_{20}^2 + X_2^2} < 0 \quad (2.13)$$

$$X_{1e} \cdot X_2 = - \frac{R_{20}^2}{\left(\frac{R_{20}}{X_2}\right)^2 + 1} < 0 \quad (2.14)$$

Ultima expresie este reprezentată în fig. 2.2, relevind influența raportului R_{20}/X_2 asupra produsului $X_{1e} \cdot X_2$.

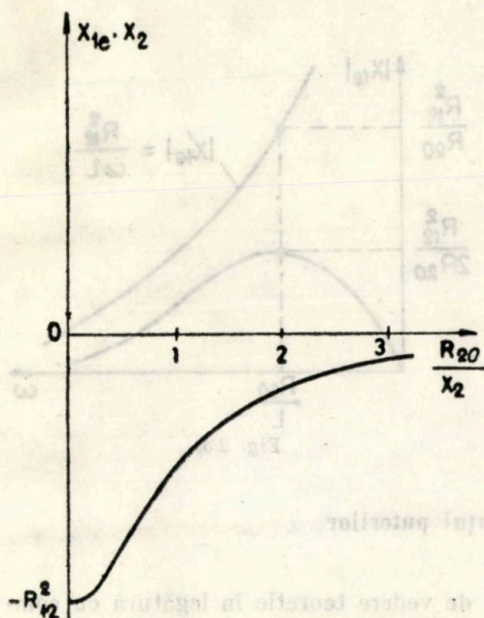


Fig. 2.2.

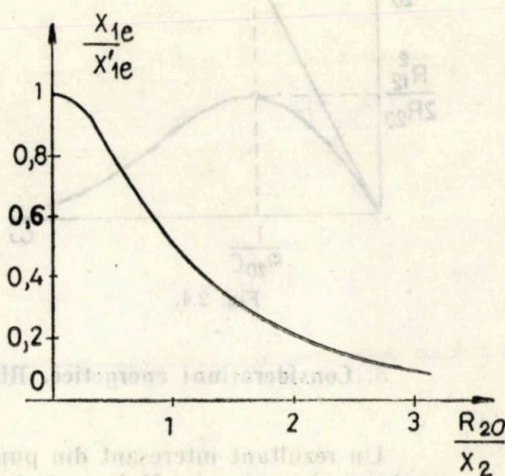


Fig. 2.3.

Ținând seama de expresia reactanței echivalente X_{1e} la placa fără pierderi (rel. 2.3), rezultă simplu și raportul $X_{1e}/X_{1'e}$

$$\frac{X_{1e}}{X_{1'e}} = \frac{1}{1 + \left| \frac{R_{20}}{X_2} \right|^2} \quad (2.15)$$

reprezentat în funcție de $\frac{R_{20}}{X_2}$ în fig. 2.3.

O altă problemă este dependența reactanței echivalente de intrare de frecvență. Deși reactanța echivalentă de intrare are semn contrar față de reactanța de la ieșire, datorită rezistențelor proprii ale plăcii, dependența reactanței echivalente de intrare în funcție de frecvență nu este specifică elementului reactiv pe care-l simulează. Numai în cazul ideal al unei plăci Hall fără pierderi există concordanța și în ceea ce privește variația reactanței cu frecvența. Referindu-ne la relația (2.4) și presupunând la ieșire o reactanță capacitivă

$jX_2 = -j \frac{1}{\omega C}$, dependența în funcție de pulsația ω este arătată în fig. 2.4. Valoarea reactanței echivalente de intrare trece printr-un maxim pentru $\omega = 1/R_{20} C$ ceea ce corespunde la $|X_2| = R_{20} = \frac{1}{\omega C}$. În aceeași figură s-a trasat și dreapta

$X_{1'e} = \omega C R_{12}^2$ care corespunde sondei Hall fără pierderi. În fig. 2.5. este reprezentată variația reactanței echivalente de intrare în funcție de pulsația ω pentru cazul cind la ieșire este o reactanță inductivă $jX_2 = j \omega L$.

Alura curbei este aceeași, iar maximul puterii reactive are loc pentru $\omega = R_{20}/L$ ceea ce corespunde aceleiași condiții $|X_2| = \omega L = R_{20}$. În figură este reprezentată și variația reactanței echivalente $X_{1'e}$ în cazul plăcii fără pierderi.

Se poate remarca însă că condiția de maxim a puterii reactive nu coincide cu cea de maxim a defazajului φ_{1e} .

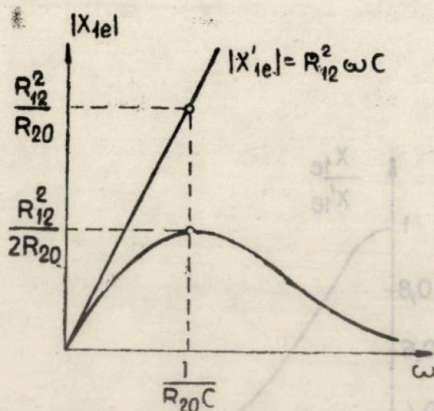


Fig. 2.4.

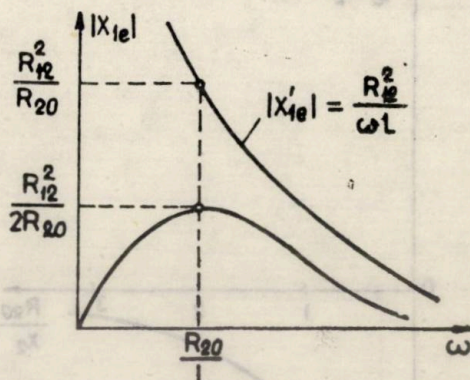


Fig. 2.5.

3. Considerațiuni energetice. Bilanțul puterilor

Un rezultat interesant din punct de vedere teoretic în legătură cu comportarea generatorului Hall ca și girator se referă la bilanțul puterilor.

Pentru puterile active se verifică în mod simplu faptul că puterea activă P_1 primită de circuit pe la bornele de alimentare 11' este egală cu suma puterilor disipate în rezistențele ce intervin. În adevăr puterea P_1 este

$$P_1 = R_e \{ \underline{U}_1 \underline{I}_1^* \} = I_1^2 R_{1e} = I_1^2 \left[R_{10} + \frac{R_{12}^2 (R_{20} + R_2)}{(R_{20} + R_2)^2 + X_2^2} \right] \quad (3.1)$$

iar puterile disipate în rezistențe

$$R_{10} I_1^2 + (R_{20} + R_2) I_2^2 = I_1^2 \left[R_{10} + \frac{R_{12}^2 (R_{20} + R_2)}{(R_{20} + R_2)^2 + X_2^2} \right] \quad (3.2)$$

În ceea ce privește puterile reactive, teorema conservării puterilor prezintă însă unele particularități. Puterea reactivă Q_1 „primită” de circuit pe la bornele 11' este

$$Q_1 = I_m \{ \underline{U}_1 \underline{I}_1^* \} = I_1^2 \cdot X_{1e} = - I_1^2 \frac{R_{12}^2 X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad (3.3)$$

Dacă pentru circuitul receptor se adoptă regula de asociație a sensurilor de referință de la receptoare, puterea aparentă corespunzătoare este $\underline{S}_2 = \underline{U}_2 \underline{I}_2^* = \underline{U}_2 \underline{I}_2^2$, astfel că puterea reactivă „primită” de receptor este

$$Q_2 = I_m \{ \underline{U}_2 \underline{I}_2^* \} = I_2^2 X_2 = I_1^2 \frac{R_{12}^2 X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad (3.4)$$

Cu alte cuvinte, în cazul giratorului Hall, puterea reactivă Q_1 primită pe la bornele de alimentare este egală și de semn contrar cu puterea reactivă Q_2 primită de circuitul receptor ($Q_1 = -Q_2$). Față de cazul circuitelor reciproce apare deci o diferență de semn. Desigur că rezultatul este o consecință directă

a comportării ca girator, care este un circuit antireciproc ($R_{12} = -R_{21}$), deci la care intervine o formă particulară de nerez reciprocitate.

O justificare corespunzătoare a acestui rezultat se poate face referindu-ne la schemele echivalente ale generatorului Hall. În fig. 3.1 și 3.2 sînt redată două dintre aceste scheme [1,5]. Se poate observa că în aceste scheme echivalente intervine o rețea reciprocă și surse de tensiune comandate care țin seama de antireciprocitatea, respectiv comportarea ca girator a generatorului Hall.

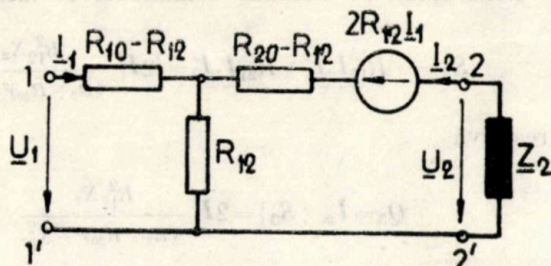


Fig. 3.1.

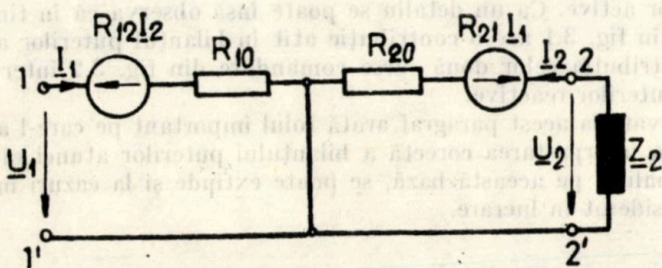


Fig. 3.2.

Dacă ne referim la schema echivalentă din fig. 3.1. puterea complexă a sursei comandate care intervine în această schemă este

$$\underline{S}_3 = 2R_{12}\underline{I}_1\underline{I}_2^* = 2\underline{I}_1^2 \frac{R_{12}^2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} [(R_2 + R_{20}) + jX_2]$$

astfel că puterea reactivă corespunzătoare va fi

$$Q_3 = \operatorname{Im} \{ \underline{S}_3 \} = 2\underline{I}_1^2 \frac{R_{12}^2 X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad (3.5)$$

Ținînd seama de expresiile puterilor reactive Q_1 și Q_2 (rel. 3.3, 3.4) se constată că se verifică teorema conservării puterilor reactive, sub forma

$$Q_1 + Q_3 = Q_2 \quad (3.6)$$

Cu alte cuvinte puterea reactivă Q_2 a circuitului receptor este egală cu suma puterilor reactive ale surselor din rețea ($Q_1 + Q_3$). Din punct de vedere energetic deci sursa de tensiune comandată din schema asigură tocmai puterea reac-

tivă (Q_3) necesară respectării teoremei conservării puterilor în formularea obișnuită (rel. 3.6). Considerind de exemplu la ieșire o capacitate ($X_2 < 0$), puterea reactivă a receptorului este negativă ($Q_2 < 0$), puterea reactivă Q_1 la bornele de alimentare 11' este pozitivă ($Q_1 > 0$) și egală numeric cu Q_2 , ($Q_1 + Q_2 = 0$), iar puterea reactivă Q_3 a sursei comandate din schemă este de același semn cu Q_1 ($Q_3 > 0$) și de două ori mai mare decât aceasta, ceea ce corespunde rel. (3.6).

Referindu-ne la schema echivalentă din fig. 3.2, puterea complexă corespunzătoare celor două surse de tensiune comandate ce intervin în schemă este

$$S_3 = -R_{12}I_2I_1^* - R_{21}I_1I_2^* = j2I_1^2 \frac{R_{12}^2 X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2}$$

iar puterea reactivă

$$Q_3 = I_m \{S_3\} = 2I_1^2 \frac{R_{12}^2 X_2}{(R_2 + R_{20})^2 + X_2^2} \quad (3.7)$$

adică aceeași valoare și același semn ca și în cazul schemei echivalente din fig. 3.1 (rel. 3.5), satisfăcând teorema conservării puterilor reactive (rel. 3.6).

Pentru cele două scheme echivalente se verifică ușor și teorema conservării puterilor active. Ca un detaliu se poate însă observa că în timp ce sursa comandată din fig. 3.1 are o contribuție atât în bilanțul puterilor active cât și reactive, contribuția celor două surse comandate din fig. 3.2 intervine numai în bilanțul puterilor reactive.

Cele relevate la acest paragraf arată rolul important pe care-l au schemele echivalente la interpretarea corectă a bilanțului puterilor atunci când intervin giratoare. Analiza, pe această bază, se poate extinde și la cazuri mai generale decât s-a considerat în lucrare.

4. Concluzii

O caracteristică importantă a generatorului Hall ca și inverter de impedanță o constituie faptul că partea imaginară a impedanței echivalente pe partea de alimentare este de semn contrar cu partea imaginară a impedanței receptorului conectat în circuitul Hall. Dacă impedanța receptorului are numai parte imaginară, se vorbește de inverter de reactanță. În cazul generatoarelor Hall reale, datorită rezistențelor proprii ale plăcii, impedanța echivalentă de intrare a inverterului de reactanță are o parte reală relativ mare.

Analizându-se variația modulului impedanței echivalente de intrare în funcție de reactanța receptorului se constată că el trece printr-un maxim. Dealtfel și reactanța echivalentă de intrare în funcție de reactanța receptorului, respectiv în funcție de pulsație are un maxim, cele două maxime nesuprapunându-se însă. Pentru caracterizarea convertorului este util să se facă referiri comparative cu cazul generatorului Hall ideal. În ceea ce privește dependența reactanței echivalente de intrare în funcție de frecvență, se constată că la generatorul Hall real, această dependență este mai complexă, nefiind specifică elementului reactiv pe care-l simulează.

În orice caz se poate aprecia că posibilitatea de a folosi un generator Hall nemijlocit ca și inverter de reactanță este foarte modestă, în principal datorită

valorii reduse a argumentului impedanței echivalente de intrare. Aplicarea în practică ar necesita compensarea componentei reale a impedanței echivalente de intrare prin scheme adecvate, ceea ce constituie o altă problemă ce ar merita să fie mai atent analizată. Din punct de vedere aplicativ ar interesa de asemenea ordinul de mărime al reactanței echivalente de intrare ce rezultă, pentru a vedea dacă este justificată folosirea unui invertor. În prezenta lucrare ne-am limitat doar la o analiză teoretică a comportării generatorului Hall real din punctul de vedere urmărit.

Un rezultat interesant sub aspect energetic în legătură cu comportarea generatorului Hall ca și convertor de reactanță se referă la teorema conservării puterilor reactive. Faptul că puterea reactivă la bornele de alimentare rezultă egală și de semn contrar cu puterea reactivă a receptorului, își găsește o explicație corespunzătoare făcând apel la schemele echivalente ale generatorului Hall. Într-o astfel de schemă echivalentă intervine o rețea reciprocă și o sursă sau mai multe surse comandate care țin seama de comportarea ca girator, permițând verificarea teoremei conservării puterilor în formularea uzuală. Rezultatul menționat relevă totodată importanța schemelor echivalente ale generatorului Hall din punct de vedere energetic, respectiv al bilanțului puterilor.

BIBLIOGRAFIE

1. Dobre, S., Contribuții la studiul generatorului Hall ca element de circuit, Teză de doctorat, 1977.
2. Haeusler, J., Zum Halleffect — Reaktanz konverter mit vier Elektroden, A.E.U., 22, 5, 258 (1968).
3. Kataoka, S., Hashizume, N., Variable impedance device using galvanomagnetic effects in semiconductors, Proc. Inst. Electr. Wlectron. Engrs., 53, 2138 (1965).
4. Șora, C., Dobre, S., On transfer resistances of a Hall plate, Bul. șt. tehn. IPT — Seria electrotehnică, 10, 140, (1974).
5. Șora, C., Introducere în studiul generatorului Hall, Editura Acad. R.S.R., București, 1969.

ON SOME PROPERTIES OF THE HALL GENERATOR AS A REACTANCE INVERTER

SUMMARY

The paper deals with some specific features of the Hall plate as reactance converter namely the reactance inverting property.

The impedance of the absolute value of the equivalent input impedance and equivalent input reactance versus load reactance is also analysed.

Concerning the frequency dependence of the equivalent input reactance it is shown that the relation is that indicated.

Regarding the reactive power conservation theorem it is shown that the load reactive power is equal and of opposite sign to the input reactive power. The result can be explained by the aid of the Hall plate proper equivalent circuits.

O GENERALIZARE A NOȚIUNII DE SPECTRU FRECVENȚIAL
DUBLU

DE

S. IONEL

1. Introducere

Spectrul frecvențial dublu (SFD) și spectrul instantaneu [1] sînt mărimi adecvate pentru caracterizarea în domeniul frecvență a proceselor aleatoare nestaționare. Literatura de specialitate, inclusiv monografiile [1, 2], prezintă SFD ca transformata Fourier bidimensională a funcției de auto- sau intercorelație (FAC respectiv FIC) nestaționare. Astfel, între SFD $S_x(f, g)$ al procesului stohastic cu valori reale $\{x(t)\}$, și FAC $R_x(\tau, t)$ a aceluiași proces există relațiile :

$$S_x(f, g) = \iint_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau, t) \cdot e^{-j2\pi(f\tau + gt)} d\tau dt \quad (1)$$

$$R_x(\tau, t) = \iint_{-\infty}^{\infty} S_x(f, g) \cdot e^{j2\pi(f\tau + gt)} df dg \quad (2)$$

Pe de altă parte, urmînd un procedeu euristic, SFD se introduce ca FAC a procesului aleator cu valori complexe $\{X(f)\}$, a cărui realizare, $X(f)$, se pune în legătură cu realizarea $x(t)$ a procesului $\{x(t)\}$ prin transformările [1] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (3)$$

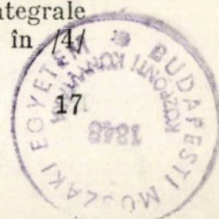
$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad (4)$$

Se obține,

$$S_x(f, g) = M[X^*(f) \cdot X(g)] \quad (5)$$

în care $M[\]$ și $*$ sînt simboluri utilizate pentru operațiile de mediere statistică și respectiv conjugarea a unei mărimi complexe.

Dacă nu se impun condiții foarte restrictive asupra procesului $\{x(t)\}$ (de exemplu, ca fiecare realizare $x(t)$ să satisfacă condițiile lui Dirichlet [7/, 10/), transformările (3) și (4) nu au sens. În locul relației (3) ar trebui să se considere transformarea Fourier generalizată, în care caz, (4) capătă forma unei integrale Stieltjes [3/. Pentru a evita dificultățile matematice de aceeași natură, în [4/



se propune o generalizare a noțiunii de spectru instantaneu obținută utilizând transformarea Laplace unilaterală.

Scopul prezentei lucrări este introducerea unei generalizări a noțiunii de spectru frecvențial dublu. Se utilizează în acest sens transformarea Laplace bilaterală. Avantajul principal obținut prin generalizare constă în lărgirea clasei proceselor care pot fi caracterizate prin spectrul dublu, astfel încât se vor cuprinde toate semnalele de regim tranzitoriu; aceasta, în condițiile unei convergențe în sens obișnuit (sens Hardy /10/) a integralelor care intervin. Avantajul menționat provine din faptul că, în principiu, transformarea Laplace este aplicabilă unei game mai largi de semnale decât transformarea Fourier /6/, /7/. Trebuie subliniat de asemenea, că transformarea Laplace este mult mai familiară inginerului decât transformarea Fourier generalizată care ar trebui să se utilizeze de drept în locul relațiilor (3), (4).

2. Aspecte fundamentale privind transformarea Laplace bilaterală, uni- și bidimensională

Transformarea Laplace bilaterală unidimensională /5, 6, 7, 8/ definită de relația

$$F(p) = L_{II}^1 \{f(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt; \quad \sigma_{x1} < \text{Rep} < \sigma_{x2} \quad (6)$$

are formula de inversiune

$$f(t) = L_{II}^{-1} \{F(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(p) \cdot e^{pt} dp; \quad \sigma_{x1} < \sigma < \sigma_{x2} \quad (7)$$

Relațiile (6), (7) reprezintă o generalizare naturală a transformării Fourier dată de formulele (3), (4). Rep este partea reală a lui p .

Este important de relevat că pornind de la descompunerea funcției $f(t)$ în componentele

$$f_{-}(t) = f(t) \cdot U(-t); \quad f_{+}(t) = f(t) \cdot U(t), \quad (8)$$

transformata $F(p)$ se poate exprima cu ajutorul transformării Laplace unilaterale și unidimensională,

$$L_1^1 \{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt; \quad \sigma_{x1} < \text{Rep} \quad (9)$$

Astfel, pentru $f(t) = f_{-}(t) + f_{+}(t)$, se obține

$$F(p) = L_{II}^1 \{f(t)\} = F_{-}(p) + F_{+}(p); \quad \sigma_{x1} < \text{Rep} < \sigma_{x2} \quad (10)$$

unde

$$F_{-}(p) = L_1^1 \{f_{-}(-t)\}_{p \rightarrow -p}; \quad F_{+}(p) = L_1^1 \{f_{+}(t)\} \quad (11)$$

În (8), $U(t)$ reprezintă funcția treaptă unitate.

Zona în care Rep din relația (6) ia valori se numește domeniu de convergență, precizarea acestuia fiind esențială pentru determinarea lui $f(t)$ din (7). Formarea unei imagini intuitive în legătură cu domeniul de convergență este facilitată dacă se consideră o majorare exponențială a funcțiilor (8):

$$\left. \begin{aligned} |f_{-}(t)| &\leq K_2 \cdot e^{\sigma_{x2} \cdot t} = f_{M2}; \quad 0 < K_2 < \infty, \text{ pentru } t < 0 \\ |f_{+}(t)| &\leq K_1 \cdot e^{\sigma_{x1} \cdot t} = f_{M1}; \quad 0 < K_1 < \infty, \text{ pentru } t > 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Transformarea Fourier dată de (3) este valabilă numai pentru semnale care admit o majorare ca în figura 1.a. Prin considerarea pe lângă semnalele care pot fi majorate ca în fig. 1.a și a cazurilor $0 < \sigma_{x1} < \sigma_{x2}$ (fig. 1.b) și $\sigma_{x1} < \sigma_{x2} < 0$ (formal, acesta se obține din cel reprezentat în figura 1.b prin schimbarea $t \rightarrow -t$) se cuprind toate semnalele de regim tranzitoriu posibile; faptul că poate fi utilizată și în ultimele două situații menționate anterior, reprezintă un avantaj al transformării Laplace (6) față de transformarea Fourier (3). Această împrejurare explică avantajul formulelor ce se vor introduce cu ajutorul transformării Laplace față de relațiile (1) și (5).

Dacă se urmărește caracterizarea în domeniul frecvență a proceselor staționare sau a proceselor nestaționare cu parte staționară separabilă [1] apare situația că nici transformarea Laplace bilaterală nu poate fi efectuată în condițiile unei convergențe în sens obișnuit; în această împrejurare se utilizează metode speciale de calcul a integralelor divergente. Uzual, se consideră convergența în sensul lui Césàro [5,10]. Un caz reprezentativ în care se utilizează convergența în sensul lui Césàro este acela când domeniul de convergență al transformărilor (6), (7) se reduce la axa imaginară (figura 1.c).

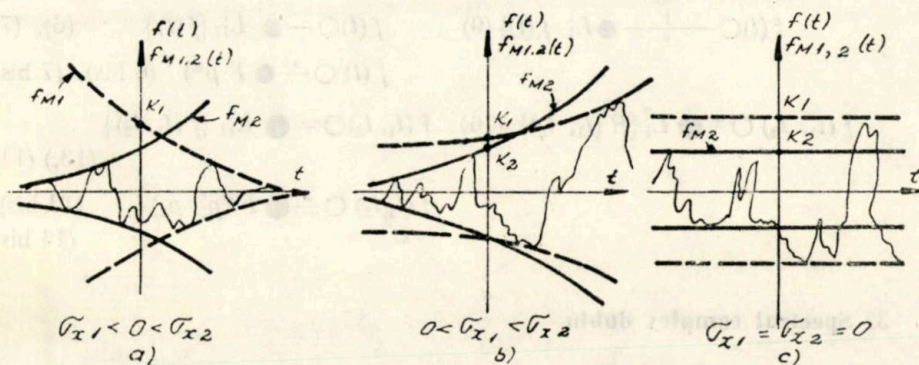


Fig. 1. Explicativă privind semnificația domeniului de convergență.

Considerații similare se pot face și cu privire la transformarea Laplace bilaterală și bidimensională

$$F(p_1, p_2) = L_{II}^2 \{f(t_1, t_2)\} = \iint_{-\infty}^{\infty} f(t_1, t_2) \cdot e^{p_1 t_1 - p_2 t_2} dt_1 dt_2 \quad (13)$$

căreia îi corespunde formula de inversiune

$$R(t_1, t_2) = L_{II}^{-2} \{F(p_1, p_2)\} = \frac{1}{(2\pi j)^2} \iint_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(p_1, p_2) \cdot e^{p_1 t_1 + t_2 p_2} dp_1 dp_2 \quad (14)$$

Integrala din (13) poate fi exprimată cu ajutorul transformării Laplace unilaterale și bidimensionale [9],

$$L_{II}^2 \{R(t_1, t_2)\} = \iint_0^{\infty} R(t_1, t_2) \cdot e^{-p_1 t_1 - p_2 t_2} dt_1 dt_2; \text{Rep}_1 > \sigma_1, \text{Rep}_2 > \sigma_2 \quad (15)$$

În cele ce urmează mai prezintă interes o formă ușor modificată a relațiilor (6), (7) și respectiv (13), (14), anume :

$$F^*(p) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-p^*t} dt = F(p^*); \quad \sigma_{x1} < \text{Rep}^* < \sigma_{x2} \quad (6 \text{ bis})$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F^*(p) \cdot e^{-p^*t} dp^*; \quad \sigma_{x1} < \sigma < \sigma_{x2} \quad (7 \text{ bis})$$

și corespunzător,

$$F(p_1^*, p_2) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t_1, t_2) \cdot e^{-p_1^*t_1 - p_2t_2} dt_1 dt_2 \quad (13 \text{ bis})$$

$$f(t_1, t_2) = \frac{1}{(2\pi j)^2} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(p_1^*, p_2) \cdot e^{p_1^*t_1 + p_2t_2} dp_1^* dp_2 \quad (14 \text{ bis})$$

În scopul condensării scrierii, pentru relațiile de definiție ale transformatorilor Laplace se vor utiliza notațiile simbolice date în continuare ; numărul de ordine al relației (relațiilor) corespunzătoare din text este trecut în paranteză.

$$f(t) \bigcirc \text{---} \frac{1}{\text{---}} \bullet L_1^1 f(t) \quad (9) \quad f(t) \bigcirc \text{---} \bullet L_{11}^1 \{f(t)\} \quad (6), (7)$$

$$f(t) \bigcirc \text{---} \bullet F(p^*) \quad (6 \text{ bis}), (7 \text{ bis})$$

$$f(t_1, t_2) \bigcirc \text{---} \bullet L_1^2 \{R(t_1, t_2)\} \quad (16) \quad f(t_1, t_2) \bigcirc \text{---} \bullet L_{11}^2 \{f(t_1, t_2)\} \quad (13), (14)$$

$$f(t_1, t_2) \bigcirc \text{---} \bullet F(p_1^*, p_2) \quad (13 \text{ bis}),$$

$$(14 \text{ bis})$$

3. Spectrul complex dublu

Referindu-ne la procesul stochastic cu valori reale $\{x(t)\}$, trebuie observat că limitele domeniului de convergență σ_{x1} și $\sigma_{x2} < \sigma_{x1}$ se determină din considerente statistice ; de exemplu, se poate impune ca mulțimea realizărilor $x(t)$ pentru care convergența nu este asigurată în tot domeniul $(\sigma_{x1}, \sigma_{x2})$, să fie de măsură nulă. În particular, dacă domeniul de convergență degenerază în dreapta $\sigma_{x1} = \sigma_{x2}$, se va pune condiția ca mulțimea realizărilor pentru care transformările integrale nu converg nici pe această dreaptă să fie de măsură nulă. Pentru a nu încălca inutil expunerea, în relațiile generale de la acest punct nu se mai precizează domeniile de convergență.

Pe baza transformării (6), proceselor stochastice reale $\{x(t)\}$ și $\{y(t)\}$ li se pot asocia procesele stochastice cu valori complexe, $\{X(p)\}$ și respectiv $\{Y(p)\}$. Dacă se exprimă $x(t_1)$ din (7 bis) iar $x(t_2)$ din (7), prin medierea statistică a produsului $x(t_1) \cdot x(t_2)$, se obține

$$M \{x(t_1) \cdot x(t_2)\} = R_x(t_1, t_2) \bigcirc \text{---} \bullet S_x(p_1, p_2) \quad (16)$$

în care

$$S_x(p_1, p_2) = M \{X^*(p_1) \cdot X(p_2)\} \quad (17)$$

se numește spectrul complex dublu al procesului $\{x(t)\}$ și reprezintă o generalizare a spectrului frecvențial dublu dat de (5). La rîndul ei, relația (16) este o generalizare a formulei (1).

Similar se obține și spectrul complex dublu (SCD) mutual al proceselor $\{x(t)\}$ și $\{y(t)\}$,

$$S_{xy}(p_1, p_2) = M \{ X^*(p_1) \cdot Y(p_2) \} \quad (18)$$

care se pune în legătură cu FIC a proceselor prin relația

$$M \{ x(t_1) y(t_2) \} = R_{xy}(t_1, t_2) \circledast S_{xy}(p_1, p_2) \quad (19)$$

Pentru a evidenția, dacă este cazul, că procesul nestaționar $x(t)$ este cu parte staționară separabilă, se pot utiliza următoarele grupuri de transformări:

$$p = \frac{p_2 - p_1^*}{2}; \quad q = p_2 + p_1^* \quad (20)$$

$$p_1^* = \frac{q}{2} - p; \quad p_2 = \frac{q}{2} + p \quad (21)$$

Schimbărilor de variabilă (20) și (21), le corespund în domeniul timpului transformările

$$t = \frac{t_1 + t_2}{2}; \quad \tau = t_2 - t_1 \quad (22)$$

și respectiv

$$t_1 = t - \frac{\tau}{2}; \quad t_2 = t + \frac{\tau}{2} \quad (23)$$

Dacă $\{x(t)\}$ este cu parte staționară separabilă, se poate scrie

$$R_x(t_1, t_2) = R_x\left(t - \frac{\tau}{2}, t + \frac{\tau}{2}\right) = R_x(\tau, t) = R_1(t) \cdot R_2(\tau) \quad (24)$$

Înlocuind (24) în (13) bis) și ținând seama de transformările (21) rezultă,

$$S_x(p, q) = S_1(q) \cdot S_2(p) \circledast \circ R_1(t) \cdot R_2(\tau) = R_x(\tau, t) \quad (25)$$

în care

$$S_1(q) \circledast \circ R_1(t) \quad (26)$$

$$S_2(p) \circledast \circ R_2(\tau) \quad (27)$$

De remarcat că trecerea între FAC și SCD se face prin transformările (13) sau (13 bis), după cum aceste mărimi sînt reprezentate în planele (τ, t) , (p, q) și respectiv (t_1, t_2) , (p_1, p_2) .

În cazul particular al proceselor staționare, la scrierea relațiilor (24), (25), (26) trebuie să se țină seama că

$$R_1(t) = C = \text{constant} \quad (28)$$

și /5,10/

$$1 \circledast \circ 2\pi\delta(jq); \quad \text{Re}q=0 \quad (29)$$

Rezultă,

$$S_x(p, q) = 2\pi C \delta(jq) \cdot S_2(p); \quad \text{Re}q=0 \quad (30)$$

Deoarece $\text{Re} q = 0$ impune $p_1 = -r + j\omega_1$, $p_2 = r + j\omega_2$, aplicarea transformării (20) în (30) conduce la

$$S_x(p_1, p_2) = S_x(r, \omega_1, \omega_2) = 2\pi C \delta(\omega_1 - \omega_2) \cdot S_2\left(r + j \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right) \quad (31)$$

adică SCD al procesului staționar $\{x(t)\}$ este concentrat pe axa $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ și are expresia

$$S_x(r, \omega) = 2\pi C \cdot S_2(r + j\omega) \quad (32)$$

4. Exemplu de calcul

Pentru a ilustra modalitatea de folosire a relațiilor obținute prin generalizare, se prezintă mai jos rezultatele de calcul și interpretările corespunzătoare unui proces nestaționar cu parte staționară separabilă. Se arată că formulele generalizate (16) și (17) conduc la rezultate identice, aceleași cu rezultatele care se obțin prin utilizarea relațiilor (1) și (5). Exemplul ales nu este menit să evidențieze avantajul utilizării formulelor (16), (17) față de relațiile (1), (5) ci doar să probeze concordanța rezultatelor obținute pe diferitele căi. Este cunoscut că [11], mulțimea semnalelor (realizărilor)

$$x(t) = \sin(2\pi F_p t + \varphi) \quad (33)$$

cu faza aleatoare φ uniform distribuită în intervalul $(-\pi, \pi]$ formează un proces stohastic, $\{x(t)\}$, staționar și ergodic, cu FAC

$$R_x(\tau) = \frac{2\pi F_p \tau}{2} \quad (34)$$

Prin modularea în amplitudine a procesului $\{x(t)\}$ cu semnalul $\cos 2\pi F_m t$, se obține un proces stohastic nestaționar, a cărui realizări au expresia (F_p — frecvența purtătoare, F_m — frecvența modulatorie)

$$y(t) = x(t) \cdot \cos 2\pi F_m t = \sin(2\pi F_p t + \varphi) \cdot \cos 2\pi F_m t \quad (35)$$

Ținând seama de (34) și de transformarea (22), pentru FAC a procesului $\{y(t)\}$ se capătă,

$$R_y(t_1, t_2) = M[y(t_1) \cdot y(t_2)] = \frac{1}{4} \cos 2\pi F_p \tau (\cos 2\pi F_m \tau + \cos 4\pi F_m t) \quad (36)$$

Din (36) se constată că procesul $\{y(t)\}$ este nestaționar cu parte staționară separabilă și are valoarea medie pătratică nenegativă

$$R_y(0, t) = \frac{1}{4} (1 + \cos 4\pi F_m t) t \geq 0 \quad (37)$$

SCD al procesului staționar cu FAC (34) se obține din (31) ținând seama că $C=1$ și

$$S_2(p) = \frac{\pi}{2} [\delta(jp + 2\pi F_p) + \delta(jp - 2\pi F_p)] \bullet - \circ \cos \frac{2\pi F_p \tau}{2} \quad (38)$$

Rep. = 0

Condițiile $\text{Req}=0$ și $\text{Rep}=0$ din relațiile (29) și respectiv (38) arată că integralele la care se referă sînt convergente (în sensul lui Césàro) doar pe dreptele imaginare

$$p_1 = j\omega_1 = j2\pi f_1; \quad p_2 = j\omega_2 = j2\pi f_2 \quad (39)$$

Relațiile (39) arată că în cazul considerat formula generalizată (16) revine implicit la expresia (1). În final, din (31), (38) și (39) rezultă

$$S_x(p_1, p_2) = S_x(f_1, f_2) = \frac{1}{4} [\delta(f - F_p) + \delta(f + F_p)]; \quad g=0 \quad (40)$$

unde f și g s-au introdus prin transformarea

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2}; \quad g = f_2 - f_1 \quad (41)$$

obținută prin particularizarea lui (20). Din (40) rezultă că SCD revine la SFD, format din două impulsuri Dirac de valoare $1/4$, concentrate în punctele $(-F_p, 0)$ $(F_p, 0)$ din planul (f, g) .

În cazul procesului nestăionar cu FAC (36), pentru aplicarea formulei (25) se utilizează relațiile:

$$\sin 2\pi Ft \bigcirc - \bullet j\pi [\delta(jp - 2\pi F) - \delta(jp + 2\pi F)]; \quad \text{Rep}=0 \quad (42)$$

$$\cos 2\pi Ft \bigcirc - \bullet \pi [\delta(jp - 2\pi F) + \delta(jp + 2\pi F)]; \quad \text{Rep}=0 \quad (43)$$

Rezultă,

$$\begin{aligned} S_y(p, q) = & \frac{\pi^2}{4} \delta(jq) \cdot [\delta(jp + 2\pi F_d) + \delta(jp - 2\pi F_d)] + \frac{\pi^2}{4} \delta(jq) \cdot [\delta(jp + \\ & + 2\pi F_s) + \delta(jp - 2\pi F_s)] + \frac{\pi^2}{4} [\delta(jp + 2\pi F_p) + \delta(jp - 2\pi F_p)] [\delta(jq + \\ & + 4\pi F_m) + \delta(jq - 4\pi F_m)] \end{aligned} \quad (44)$$

în care $\text{Rep}=0$, $\text{Req}=0$, $F_d = F_p - F_m$, $F_s = F_p + F_m$. În acest caz, din cauza condițiilor (39), SCD revine la un SFD format din opt impulsuri Dirac, fiecare de valoare $1/16$ (fig. 2a), concentrate în punctele $(\pm F_p, \pm 2F_m)$, $(\pm F_d, 0)$ și $(\pm F_s, 0)$ din planul (f, g) . Este interesant de remarcat că dacă $F_m \rightarrow 0$ atunci $\{y(t)\} \rightarrow \{x(t)\}$. Faptul se reflectă în spectrul din fig. 2a prin aceea că impulsurile din semiplanele $f > 0$ și $f < 0$ tind să se grupeze în punctele $(F_p, 0)$ și respectiv $(-F_p, 0)$. Astfel, la limită, se obține spectrul dat de (40)

$$\lim_{F_m \rightarrow 0} S_y(p, q) = \lim_{F_m \rightarrow 0} S_y(f, g) = S_x(f, g)$$

SCD al procesului $\{y(t)\}$ s-a calculat mai sus pornind de la relația (16) el poate fi obținut și cu formula (17). Pentru aceasta, trebuie aflată mai întâi expresia analitică a realizării $Y(p)$,

$$Y(p) \bullet - \bigcirc \sin(2\pi F_p t + \varphi) \cdot \cos 2\pi F_m t \quad (45)$$

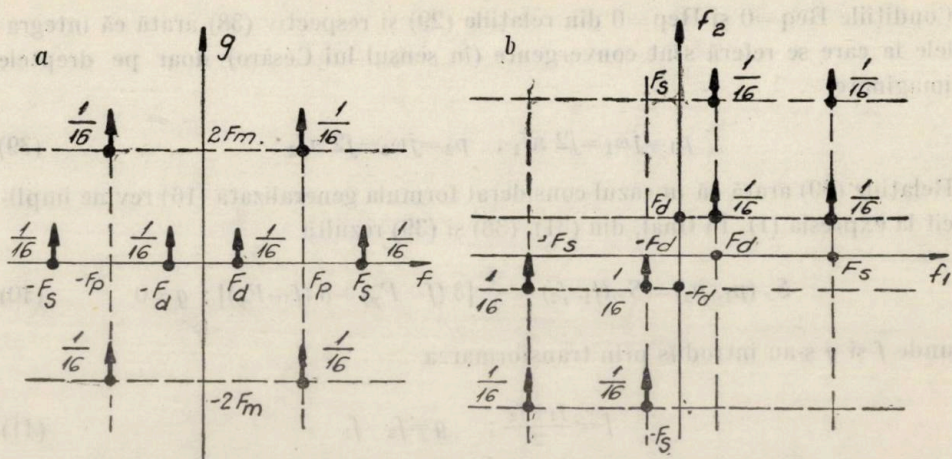


Fig. 2. Reprezentări echivalente ale SCD (SFD) corespunzător procesului $y(t)$, nestaționar, dar cu parte staționară separabilă.

Ținând seama de transformările (42) și (43) se capătă,

$$Y(p) = j \frac{\pi}{2} \cos \varphi [\delta(jp - 2\pi F_s) - \delta(jp + 2\pi F_s)] + \frac{\pi}{2} \sin \varphi [\delta(jp - 2\pi F_s) + \delta(jp + 2\pi F_s)] + \frac{j\pi}{2} \cos \varphi [\delta(jp - 2\pi F_d) - \delta(jp + 2\pi F_d)] + \frac{\pi}{2} \sin \varphi [\delta(jp - 2\pi F_d) + \delta(jp + 2\pi F_d)]; \text{Rep} = 0 \quad (46)$$

Din cauza condiției $\text{Rep} = 0$ ($p = j\omega = 2\pi f$), (46) revine de fapt la

$$Y(p) = Y(f) = \frac{j}{4} \cos \varphi [\delta(f + F_s) - \delta(f - F_s)] + \frac{1}{4} \sin \varphi [\delta(f + F_s) + \delta(f - F_s)] + \frac{j}{4} \cos \varphi [\delta(f + F_d) - \delta(f - F_d)] + \frac{1}{4} \sin \varphi [\delta(f + F_d) + \delta(f - F_d)] \quad (47)$$

$Y(p_2)$ și $Y^*(p_1) = Y(p_1^*)$ se află din (46) substituind formal $p \rightarrow p_2$ și respectiv $p \rightarrow p_1^*$. Avem apoi în vedere că

$$M[\sin^2 \varphi] = M[\cos^2 \varphi] = \frac{1}{2}; \quad M[\sin \varphi \cdot \cos \varphi] = 0$$

Se obține,

$$S_y(p_1, p_2) = M[Y^*(p_1) Y(p_2)] = S_y(f_1, f_2) = \frac{1}{32} (b+d)(B+D) - \frac{1}{32} (a+c)(A+C) \quad (48)$$

în care,

$$\begin{aligned} a &= \delta(f_1 - F_s) - \delta(f_1 + F_s); & b &= \delta(f_1 - F_s) + \delta(f_1 + F_s); \\ c &= \delta(f_1 - F_d) - \delta(f_1 + F_d); & d &= \delta(f_1 - F_d) + \delta(f_1 + F_d); \\ A &= \delta(f_2 + F_s) - \delta(f_2 - F_s); & B &= \delta(f_2 + F_s) + \delta(f_2 - F_s); \\ C &= \delta(f_2 + F_d) - \delta(f_2 - F_d); & D &= \delta(f_2 + F_d) + \delta(f_2 - F_d). \end{aligned}$$

În fig. 2b s-a reprezentat grafic spectrul corespunzător expresiei (48). Se poate constata prin intermediul transformării (23) că formulele (44) și (48) sînt echivalente. S-a verificat astfel, pe un exemplu concret faptul că relațiile (16) și (17) conțin ca un caz particular relațiile (1) și respectiv (5) iar spectrul obținut este același, indiferent dacă se calculează ca transformata Laplace a FAC nestaționare a procesului cu valori reale $\{y(t)\}$ sau ca FAC a procesului complex asociat $\{Y(p)\}$.

5. Concluzii

În lucrare se introduce noțiunea de spectru complex dublu (SCD) ca o generalizare a conceptului de spectru frecvențial dublu (SFD); Posibilitatea acestei generalizări apare prin utilizarea transformării Laplace bilaterală în locul transformării Fourier. Avantajul principal obținut rezidă în faptul că SCD poate fi calculat, în condițiile unei convergențe în sens obișnuit a integralelor, care intervin, pentru o gamă mai largă de procese decît SFD.

Se prezintă forme particulare ale SCD corespunzătoare proceselor staționare și respectiv nestaționare cu parte staționară separabilă. Exemplul ales permite verificarea faptului că cele două formule introduse pentru calculul SCD conduc la același rezultat și că în cazuri particulare, relațiile generalizate revin implicit la expresiile cunoscute din literatură. Rămîne deschisă problema valorificării avantajelor conceptului introdus, de exemplu, în legătură cu studiul regimurilor tranzitorii.

BIBLIOGRAFIE

1. Bendat, J. S.; Piersol, A. G.: *Measurement and Analysis of Random Data*, John Wiley & Sons, New York, 1966.
2. Papoulis, A.: *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1965.
3. Lee, Y. W.: *Statistical Theory of communication*, John Wiley & Sons, New York, 1960.
4. Wunsch, G.: Zur Spectraltheorie zufälliger Prozesse, *Nachrichtentechnik*, 16 (1966), H. 7, p. 253—255.
5. Pol, van der, B.; Bremmer, H.: *Operacionnoe ischisleni'e na osnove dvustoronnevo preobrazovaniia Laplase*, Izdatelstvo inostrannoï literatury, Moskva, 1952.
6. Doetsch, G.: *Handbuch der Laplace-Transformation*, vol. I, Verlag Birkhäuser, Basel, 1950.
7. Papoulis, A.: *The Fourier integral and its applications*, McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1962.
8. Truxal, J. G.: *Entwurf Automatischer Regelsysteme*, R. Oldenbourg Verlag Wien und München, 1960.
9. Hladik, J.: *La transformation de Laplace à plusieurs variables*, Masson & Cie, Paris, 1969.
10. Kecs, W.; Teodorescu, P. P.: *Introducere în teoria distribuțiilor cu aplicații în tehnică*, Editura tehnică, București, 1975.
11. Ionel, S.: Utilizarea metodei corelației la calculul regimului tranzitoriu în sisteme liniare supuse unor excitații deterministe, *Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia” Timișoara, seria Electrotehnică, Fascicola 2*, 1979.

EINE VERALLGEMEINERUNG DES BEGRIFFES DOPPELTES FREQUENZSPEKTRUM

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird der Begriff „doppeltes Komplexes Spektrum“ (SCD) als eine Verallgemeinerung des Begriffes doppeltes Frequenzspektrum (SFD) eingeführt. Der bedeutendste Vorteil des eingeführten Begriffes besteht darin, dass man das SCD für einen grösseren Bereich von Prozessen, unter der Bedingung der gewöhnlichen Konvergenz der verwendeten Integralen, berechnen kann.

Das angeführte Beispiel erlaubt zu überprüfen dass die zwei eingeführten Formeln zur Berechnung des SCD zum selben Resultat führen und dass in besonderen Fällen die verallgemeinerten Formeln zu den in der Literatur bekannten Formeln zurückführen.

**CONSIDERAȚII ASUPRA DIMENSIONĂRII MOTOARELOR
DE INDUCȚIE ÎN DUBLĂ COLIVIE LA CARE SÎNT IMPUSE
VALORILE RANDAMENTULUI ȘI A FACTORULUI DE PUTERE**

DE

IOAN NOVAC

1. Introducere

Privind dimensionarea motoarelor în dublă colivie, literatura ([1], [2], [3]) recomandă o metodă de calcul a rotorului pe baza parametrilor care trebuie să caracterizeze rotorul respectiv la funcționarea în regim nominal și la pornire. Acești parametri sînt determinați de datele energetice în regim nominal (randament și factor de putere) și de mărimile de pornire (cuplu și curent de pornire), impuse prin enunț.

Experiența arată că la aplicarea acestei metodici calculele sînt laborioase, pentru a satisface pretențiile din enunț sînt necesare numeroase reveniri și reevaluări, respectiv că la dimensionarea mașinii astfel ca să se respecte valorile impuse pentru randament și factorul de putere colivia de pornire rezultă supra-dimensionată (cuplul de pornire relativ m_p este superior — fără ca acest lucru să fie necesar — celui impus).

Lucrarea își propune ca, printr-o analiză critică a metodicii recomandate în literatură, să determine motivele pentru care ea conduce la soluții neeconomice și să stabilească o metodă de calcul mai simplă și mai eficientă.

2. Analiza critică a metodicii de dimensionare a motoarelor în dublă colivie recomandată de literatură

În cazul unui rotor în dublă colivie schema sa electrică este aceea prezentată în figura 1, notațiile avînd următoarele semnificații :

- Z'_a : impedanța părții din colivia de pornire parcursă de curentul I'_a (impedanța „proprie” a coliviei (a))
- Z'_b : impedanța părții din colivia de lucru parcursă de curentul I'_b (impedanța „proprie” a coliviei (b))
- Z'_{2c} : impedanța comună ambelor colivii („exterioară”), parcursă de curentul rotoric total I'_2 .
- X' : reactanța corespunzătoare înlănțuirii de dispersie mutuală a celor două colivii
- Z'_c : impedanța echivalentă a impedanțelor Z'_a și Z'_b , care lucrează în paralel.

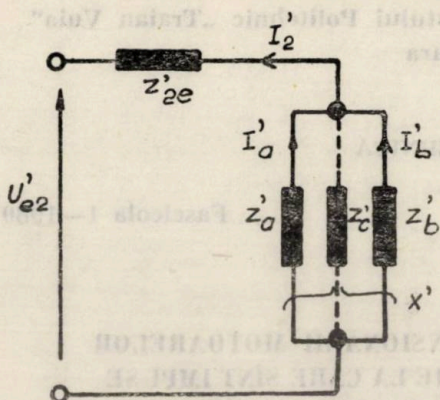


Fig. 1.

Înlănțuirea de dispersie mutuală a celor două colivii fiind neînsemnată, reactanța X' este, în general, neglijabilă.

La o alunecare s , impedanța Z'_c avînd expresia

$$Z'_c = \frac{R'_c}{s} + jX'_c = \frac{(R'_a/s + jX'_a)(R'_b/s + jX'_b)}{(R'_a + R'_b)/s + j(X'_a + X'_b)}, \quad (1)$$

rezultă că

$$R'_c = \frac{R'_a R'_b (R'_a + R'_b) + s^2 (R'_a X'^2_b + R'_b X'^2_a)}{(R'_a + R'_b)^2 + s^2 (X'_a + X'_b)^2}, \quad (2)$$

$$X'_c = \frac{X'_a X'_b (X'_a + X'_b) s^2 + (R'^2_a X'_b + R'^2_b X'_a)}{(R'_a + R'_b)^2 + s^2 (X'_a + X'_b)^2}, \quad (3)$$

respectiv că parametrii rotorici de ansamblu sînt :

$$R'_2 = R'_c + R'_2, \quad (4)$$

$$X'_2 = X'_c + X'_2. \quad (5)$$

Relațiile (2) la (5) permit, prin particularizările $s=s_n$ și $s=1$, stabilirea expresiilor parametrilor respectivi la funcționarea în regim nominal și la pornire.

Pornind de la faptul că $R'_a \gg R'_b$ și că $X'_a \ll X'_b$ și considerînd că $s_n \rightarrow 0$, metodica de dimensionare a motoarelor în dublă colivie recomandată în literatură consideră că parametrii R'_{cn} , X'_{cn} , R'_{cp} și X'_{cp} sînt

$$R'_{cn} \approx \frac{R'_a R'_b}{R'_a + R'_b}, \quad X'_{2n} \approx \frac{R'^2_a X'_b}{(R'_a + R'_b)^2}, \quad (6)$$

$$R'_{cp} \approx \frac{R'_a X'^2_b}{R'^2_a + X'^2_b}, \quad X'_{cp} \approx \frac{R'^2_a X'_b}{R'^2_a + X'^2_b}, \quad (7)$$

ultimele relații, (7) permițînd și exprimarea parametrilor R'_a și X'_b sub forma :

$$R'_a \approx \frac{R'^2_{cp} + X'^2_{cp}}{R'_{cp}}, \quad X'_b \approx \frac{R'^2_{cp} + X'^2_{cp}}{X'_{cp}}, \quad (8)$$

În aceste condiții, metodică de dimensionare descrisă în literatură cuprinde etapele :

- determinarea cu relațiile (8) a parametrilor R'_a și X'_b , mărimile R'_{cp} și X'_{cp} rezultând din valorile impuse pentru cuplul de pornire M_p (m_p) și pentru curentul de pornire I_p (i_p)

- stabilirea, cu prima relație (6), a valorii necesare a rezistenței R'_b , rezistența R'_{cn} rezultând în urma adoptării alunecării s_n , în concordanță și cu valoarea care se cere pentru randament

- dimensionarea coliviilor și a istmului de legătură dintre ele astfel ca R'_a , R'_b și X'_b să rezulte de valori cât mai apropiate de cele preliminate

- calculul lui X'_a (care depinde numai de forma și dimensiunile crestăturii coliviei de pornire), urmat de calculul parametrilor R'_2 , X'_2 , R'_{2p} , X'_{2p} și al mărimilor funcționale și de pornire ale motorului.

Metodică expusă în cele de mai sus conține însă, încă de la bazele sale teoretice, două erori de fond :

a) nu se sesizează faptul că numai trei dintre cele patru mărimi : η_n , $\cos \varphi_{1n}$, m_p și i_p pot fi impuse, a patra fiind o mărime derivată (v. relațiile (6) și (7), unde pentru stabilirea a 3 necunoscute — R'_a , R'_b , X'_b — stau la dispoziție 4 ecuații),

b) la stabilirea parametrilor R'_a și X'_b cu relațiile (8) se neglijează influența rezistenței R'_b asupra mărimilor R'_{cp} și X'_{cp} , neglijare care nu este justificată, rezistența R'_b avînd o valoare suficient de mare, superioară rezistenței nominale R'_{cn} (v. prima relație (6)).

Neajunsurile semnalate în introducere sînt consecințele tocmai a acestor omisiuni. Astfel, în condițiile în care parametrii R'_a , R'_b și X'_b , nu rezultă în mod univoc, este normal că pentru a se ajunge la o soluție corespunzătoare sînt necesare reveniri și reevaluări, mai mult sau mai puțin numeroase. Calculul devine în acest fel laborios, încărcat de fapt în mod artificial. Mai mult, uneori rezultatele intermediare arată că este necesară modificarea valorii curentului i_p (intrucît pentru cel impus se ajunge la rezultate ce nu sînt viabile, de exemplu : $R'_a < R'_{cn}$, $R'_b > R'_a$ etc.), ceea ce înseamnă reluarea calculelor de la început.

Pe de altă parte, neglijarea rezistenței R'_b la stabilirea parametrilor definiți prin (7) atrage după sine calcularea unor valori pentru R'_a și X'_b (relațiile (8)) care se abat destul de mult de cele realmente necesare, rezistența R'_a rezultînd mai mică, iar X'_b mai mare. Drept urmare, prin adoptarea unei secțiuni de bară a coliviei de pornire (a) mai mare decît cea necesară rezultă supradimensionarea coliviei respective, amintită la început ; și valoarea mărită, incorect considerată ca atare, a reactanței X'_b are efecte negative : creșterea înălțimii ansamblului crestăturii rotorice — istm și deci mărirea curentului de magnetizare și micșorarea factorului de putere cu care lucrează motorul.

Încercările de ameliorare a metodicii de calcul ([2]) nu aduc îmbunătățiri esențiale, prin faptul că nu se elimină cauzele care generează neajunsurile semnalate ci se caută raționalizarea calculelor de corecție a rezultatelor.

3. Propunere de metodică de calcul îmbunătățită.

Metoda propusă se caracterizează prin aceea că la dimensionarea mașinii se au în vedere, ca mărimi impuse, randamentul, factorul de putere și cuplul m_p , respectiv că în calculul de proiectare a rotorului se ia în considerație de la bun început și rezistența R'_b .

Metodică se bazează pe observația că toți parametrii principali ai coliviilor : R'_b , R'_b și X'_b depind direct de raportul dintre cele două rezistențe, $\alpha = R'_a/R'_b$. Într-adevăr, conform relațiilor (6),

$$R'_b \cong R'_{cn} (1 + \alpha), \quad X'_b \cong X'_{cn} (1 + \alpha)^2, \quad (9)$$

în timp ce, potrivit definiției lui α ,

$$R'_a = \frac{R'_b}{\alpha} = R'_{cn} \cdot \frac{s + \alpha}{\alpha}. \quad (10)$$

Valorile necesare ale mărimilor R'_{cn} și X'_{cn} fiind determinate de cerințele ridicate privind funcționarea în sarcină nominală, problema care trebuie rezolvată rămâne aceea de a determina valoarea raportului α pentru care motorul va prezenta cuplul relativ de pornire m_p impus. Soluția este corespunzătoare dacă i_p se încadrează în limitele admise de norme.

Cuplul de pornire relativ se poate exprima sub forma

$$m_p = \frac{M_p}{M_n} = \frac{m'_2 R'_{2p} I'^2_{2p}}{P_m} (1 - s_n), \quad (11)$$

unde $P_m = P_n + P_{mv}$ este puterea mecanică totală iar

$$I'^2_{2p} = \frac{U_1^2}{(R_1 + C_1 R'_{2p})^2 + (X_1 + C_1 X'_{2p})^2}, \quad (12)$$

notațiile avînd semnificațiile obișnuite.

Ținînd seama și de (4) și (5) rezultă că pentru a se obține cuplul m_p impus trebuie satisfăcută egalitatea

$$\frac{(R_1 + C_1 R'_{2e} + C_1 R'_{cp})^2 + (X_1 + C_1 X'_{2e} + C_1 X'_{cp})^2}{R'_{2e} + R'_{cp}} = \frac{m_1 U_1^2 (1 - s_n)}{m_p P_m} \quad (13)$$

Înlocuind în relațiile (2) și (3), particularizate pentru $s=1$, pe R'_a , R'_b , X'_b sub forma (10) respectiv (9), iar pe X'_a sub forma

$$X'_a = \beta X'_{cn}, \quad (14)$$

rezultă pentru parametrii R'_{cp} și X'_{cp} expresiile :

$$R'_{cp} = \frac{R'_{cn} \left\{ R'^2_{cn} + \alpha(1 + \alpha) X'^2_{cn} \left[1 + \beta^2 \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^4} \right] \right\}}{R'^2_{cn} + \alpha^2 X'^2_{cn} \left[1 + \frac{\beta}{(1 + \alpha)^2} \right]^2}, \quad (15)$$

$$X'_{cp} = \frac{X'_{cn} \left\{ R'^2_{cn} + \beta \alpha^2 \left[\frac{R'^2_{cn}}{(1 + \alpha)^2} + X'^2_{cn} \left(1 + \frac{\beta}{(1 + \alpha)^2} \right) \right] \right\}}{R'^2_{cn} + \alpha^2 X'^2_{cn} \left[1 + \frac{\beta}{(1 + \alpha)^2} \right]^2}. \quad (16)$$

Cu (15) și (16) relația (13) devine o ecuație avînd ca necunoscută mărimea α , a cărei rezolvare dă posibilitatea determinării în mod univoc a parametrilor R'_a , R'_b și X'_b (v. (9) și (10)) ; în acest fel problema stabilirii în mod direct și corect a parametrilor proprii, necesari, ai celor două colivii este soluționată.

Din punct de vedere practic, rezolvarea ecuației în α care se obține (de gradul șase) întîmpină reale dificultăți. Soluționarea ei se poate însă simplifica mult

dacă se observă că, totdeauna, reactanța X'_a are o valoare mult inferioară celei a lui X'_{cn} , astfel încît în primă aproximație se poate considera că $\beta \cong 0$ și deci

$$R'_{cp} \cong \frac{R'_{cn} [R'_{cn} + \alpha (1 + \alpha) X'_{cn}]'}{R'_{cn} + \alpha^2 X'_{cn}}, \quad (15')$$

$$X'_{cp} \cong \frac{R'_{cn} X'_{cn}}{R'_{cn} + \alpha^2 X'_{cn}}. \quad (16')$$

Pentru aceste expresii ale lui R'_{cp} și X'_{cp} relația (13) conduce la o ecuație în α de gradul doi

$$ax^2 + bx + c = 0, \quad (17)$$

în care, folosind notațiile

$$R_\sigma = R_1 + C_1 R'_{2e}, \quad X_\sigma = X_1 + C_1 X'_{2e} \quad (18)$$

$$Z = \frac{m_1 U_1^2 (1 - s_n)}{m_p P_m}, \quad (19)$$

factorii a , b și c sînt :

$$a = [Z(R'_{cn} + R'_{2e}) - (R_\sigma + C_1 R'_{cn})^2 - X_\sigma^2] X'_{cn},$$

$$b = [Z - 2C_1(R_\sigma + C_1 R'_{cn})] R'_{cn} X'_{cn}, \quad (20)$$

$$c = [Z(R'_{cn} + R'_{2e}) - (R_\sigma + C_1 R'_{cn})^2 - (X_\sigma + C_1 X'_{cn})^2] R'_{cn}.$$

Pentru α se reține acea soluție care are o valoare pozitivă și mai mică decît 1. Întrucît, la un Z dat, neglijarea termenilor care conțin pe β determină reducerea valorii lui α , la stabilirea parametrilor R'_a , R'_b și X'_b urmează să se ia în considerație o valoare majorată cu 3–10%, cu atît mai mare cu cît β este mai puțin apropiat de zero. Corectitudinea alegerii valorii lui α astfel obținută poate fi verificată calculînd, pe baza valorilor lui R'_a , R'_b și X'_b care corespund, parametrii R'_{cp} și X'_{cp} (cu relațiile (2) și (3), în care $s=1$) și comparînd valoarea care rezultă pentru membrul I al egalității (13) cu aceea a membrului II (a lui Z).

Metoda, mult mai puțin laborioasă decît aceea recomandată de literatură, asigură obținerea practic directă a mărimilor impuse prin enunț, în condițiile unei soluții tehnico-economice superioară.

4. Verificarea metodei propuse și a concluziilor teoretice privind avantajele sale

Metoda propusă a fost aplicată motorului în dublă colivie de 155 kW și 1 500 rpm proiectat, ca exemplu de calcul, în [2], pg. 559 ș.u.

Dimensionarea rotorului s-a făcut pornind de la datele impuse în [2] și anume : $m_p = 1,2$, $R'_{2n} \cong 0,0127 \Omega$ ($\eta_n \cong 0,925$), $X'_{cn} \cong 0,0765 \Omega$ (valoarea medie a celor două valori deduse în [2], corespunzînd la un $\cos \varphi_n = 0,875$), respectiv $s_n = 0,015$. De asemenea, s-au luat în considerație același stator și același număr de creștături rotorice ca și în [2].

Considerînd, ca și în [2], mărimea $C_1 = 0,0143$, reactanțele, $X'_{2e} = 0,0366 \Omega$ și $X'_a = 0,0183 \Omega$ și pierderile mecanice și prin ventilație $p_m = 2 850$ W, prin rezolvarea ecuației (17) s-a obținut $\alpha \cong 0,0667$. Avînd în vedere că $\beta = X'_a/X'_{cn} = 0,239$, s-a adoptat $\alpha = 1,08 \cdot 0,0667 = 0,072$, pentru care, așa cum rezultă în urma calculului, egalitatea (13) este satisfăcută.

Cu $\alpha=0,072$ a rezultat că cele două colivii trebuie să se caracterizeze prin parametrii :

$$R'_a \cong 0,1891 \Omega, \quad R'_b \cong 0,0136 \Omega, \quad X'_b \cong 0,0879 \Omega.$$

Adoptînd aceleași lungimi de bare ca și în [2] și aceleași materiale (cupru pentru colivia de lucru și pentru inelele de scurtcircuitare a coliviei de pornire, alamă pentru barele acestei colivii) au rezultat ca necesare secțiunile de bare

$$s_{ba} = \frac{\pi \cdot 4,5^2}{4} = 15,9 \text{ mm}^2, \quad s_{bb} = 13,7 \times 6 = 82,2 \text{ mm}^2$$

și secțiunile inelelor de scurtcircuitare

$$s_{ia} = 11 \times 3,4 = 37,4 \text{ mm}^2, \quad s_{ib} = 30 \times 11 = 330 \text{ mm}^2.$$

Pentru aceste secțiuni și pentru dimensiunile istmului de legătură între cele două tipuri de creștături: $h=15,5 \text{ mm}$, $a=3 \text{ mm}$, s-au obținut valorile definitive

$$R_a^* = 0,1894 \Omega, \quad R_b^* = 0,013573 \Omega, \quad X_b^* = 0,08722 \Omega.$$

Cu aceste valori și cu $X'_a=0,0183 \Omega$, parametrii, respectiv mărimile nominale și de pornire rezultă cele trecute în linia 1) din tabelul 1 ; în linia 2) sînt prezentate valorile acelorași mărimi obținute în cadrul soluției dată în [2].

Tabelul 1

	R'_{cn} (Ω)	X'_{cn} (Ω)	I'_{2n} (A)	s_n	M_n (Nm)	I_{1n} (A)	$\cos \varphi_{1n}$	η_n
1)	0,0127	0,076	254	0,0154	1 020,6	293,8	0,8723	0,9236
2)	0,0093	0,0573	250	0,0109	1 007,8	288,1	0,8803	0,9281
	R'_{cp} (Ω)	X'_{cp} (Ω)	I'_{2p} (A)	i_{2p}	M_p (Nm)	m_p		
1)	0,0376	0,06307	1 304,5	5,135	1 221,5	1,198		
2)	0,0237	0,0214	1 780	6,34	1 419,7	1,408		

Comparînd cele două serii de rezultate se observă concordanța mult mai bună între valorile obținute în urma dimensionării rotorului și cele date prin enunț, în cazul folosirii metodei propuse. La diferențe neglijabile în ceea ce privește randamentul și factorul de putere, cuplul de pornire relativ m_p rezultă practic cel impus, la un curent relativ de pornire i_p mult inferior, ceea ce nu este deloc de neglijat.

În cazul aplicării metodicii din [2], cuplul de pornire superior relativ mult celui impus se explică prin evaluarea greșită a mărimii α (0,335 !), corespunzînd parametrilor $R'_a=0,037 \Omega$, $R'_b=0,0124 \Omega$ și $X'_b=0,1 \Omega$.

Valoarea eronată, exagerat de mică, a rezistenței coliviei de pornire are drept consecință — confirmînd cele spuse în partea teoretică — o supradimen-

sionare deloc neglijabilă a coliviei superioare. Datele prezentate în tabelul 2, în care sînt trecute comparativ secțiunile de bare și inele rezultate după cele două metode, respectiv masele de alamă și de cupru corespunzătoare, vin să întărească în mod convingător afirmația de mai sus.

Tabelul 2

	s_{ba}	s_{ia}	s_{bb}	s_{ib}	M_{ba}	M_{ia}	M_{bl}	M_{ib}
	(mm ²)				kg			
1)	15,9	37,4	82,2	330	3,274	0,728	16,68	5,467
2)	95,2	300	94,5	300	19,6	5,84	19,18	4,97

Se observă că în varianta calculată prin metoda propusă rezultă o economie de material pentru colivia de pornire de 83,3% alamă — pentru barele coliviei și de 87,5% cupru — pentru inelele de scurtcircuitare, la o cantitate de material (cupru) pentru colivia de lucru practic aceeași.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Richter — Mașini electrice, vol. IV, Ed. Tehnică, 1960.
2. I. M. Postnikov — Proiectarea mașinilor electrice, Ed. Energetică de Stat, 1954
3. N. V. Vinogradov — Proiectarea mașinilor electrice, Ed. Energetică de Stat, 1953..
4. * * * — Manualul inginerului electrician, vol. II, Ed. Tehnică, 1954.

SOME CONSIDERATIONS ABOUT DOUBLE-CAGE INDUCTION MOTORS FOR GIVEN POWERFACTOR AND EFFICIENCY.

ABSTRACT

The current design procedure for double-cage induction motors is critically analysed, resulting that only three of the four performance parameters: efficiency η , powerfactor $\cos \varphi$, relativ starting torque, m_p , and current, i_p , could be imposed. It is shown that the working cage resistance should not be neglected even in the first steps of design. Otherwise the results denaturate and lead to a noneconomic solution. Based on this conclusion the present paper proposes a new design procedure for double-cage induction motor, considering η , $\cos \varphi$ and m_p as design initial data.

All the parameters of the two cases are accounted for from the begiding, three of them being expressed in terms of cages resistance ratio-as key parameter for whole design procedure.

ASUPRA DIMENSIONĂRII MOTOARELOR DE INDUCȚIE ÎN DUBLĂ COLIVIE CÎND SE IMPUN CUPLUL ȘI CURENTUL DE PORNIRE

DE

IOAN NOVAC

1. Introducere

În [1] s-a demonstrat faptul că la dimensionarea unui motor de inducție în dublă colivie se pot impune doar trei dintre mărimile : randament, factor de putere, cuplu relativ de pornire și curent relativ de pornire, dezvoltându-se metodică de proiectare adecvată cînd, prin enunț, se impun primele trei mărimi.

În anumite situații, în rîndul mărimilor din tema de proiectare se înscriu cuplul relativ de pornire m_p și, simultan, curentul relativ de pornire. În acest caz datele problemei schimbîndu-se, în mod necesar și metodică de dimensionare a motorului este diferită. Mai mult, în funcție de valorile concrete ale lui m_p și i_p , proiectarea motorului cunoaște anumite particularități specifice.

Folosindu-se relațiile care intervin între parametrii de pornire și nominali ai motorului în dublă colivie, în lucrare se stabilește modul rațional în care urmează să se dimensioneze mașina atunci cînd m_p și i_p au valori impuse.

2. Relațiile dintre mărimile de pornire, parametrii de pornire și cei nominali ai motorului în dublă colivie

Notînd cu $i_{p2} = (1,07 - 1,15) i_p$ curentul de pornire rotoric relativ și cu P_{i_n} și P_m puterea interioară (electromagnetică) nominală și puterea mecanică totală corespunzătoare, mărimile caracteristice de pornire se pot exprima sub forma :

$$m_p = \frac{m_1 R'_{2p} I_{2p}^2}{P_{i_n}} = (1 - s_n) \frac{m_1 R'_{2p} I_{2p}^2}{P_m}, \quad (1)$$

$$i_{2p} = I'_{2p} / I'_{2n}, \quad (2)$$

unde ([2], [3])

$$I'_{2p} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + C_1 R'_{2p})^2 + (X_1 + C_1 X'_{2p})^2}} \quad (3)$$

$$I'_{2n} = \frac{P_{tn}}{m_1 U_{e1n} \cos \psi_{2n}} = \frac{C_{1n}}{m_1 U_1 \cos \psi_{2n}} \cdot \frac{P_m}{1-s_n} \quad (4)$$

Raportul $C_{1n} = U_1/U_{e1n}$ este dat de expresia ([2])

$$C_{1n} = |1 + Z_1/Z_m + Z_1/Z_{2n}^*| = |C_1 + Z_1/Z_{2n}^*|, \quad (5)$$

în care

$$Z_{2n}^* = \frac{R'_{2n}}{s_n} + jX'_{2n}.$$

În același timp, curentul I'_{2n} este legat de parametri nominali ai înfășurărilor prin relația

$$I'_{2n} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + C_1 R'_{2n}/s_n)^2 + (X_1 + C_1 X'_{2n})^2}} \quad (4')$$

Pe de altă parte, între rezistențele R'_{2p} și R'_{2n} există relația determinată

$$s_n R'_{2p} I_{2p}^2 = m_p R'_{2n} I_{2n}^2 \quad (6)$$

La motorul în dublă colivie, pe lângă legăturile definite prin (1) la (6) — relații care există la orice motor de inducție — construcția particulară a rotorului determină existența și a unor relații specifice între parametri R'_{2n} , X'_{2n} , R'_{2p} , X'_{2p} .

Într-adevăr, cum s-a arătat și în [1], rezistența și reactanța de dispersie a rotorului, la o anumită alunecare s , sînt date de relațiile :

$$R'_2 = R'_c + R'_{2e} = \frac{(R'_a + R'_b) R'_a R'_b + s^2 (R'_a X'^2_b + R'_b X'^2_a)}{(R'_a + R'_b)^2 + s^2 (X'_a + X'_b)^2} + R'_{2e} \quad (7)$$

$$X'_2 = X'_c + X'_{2e} = \frac{s^2 (X'_b + X'_a) X'_a X'_b + R'^2_a X'_b + R'^2_b X'_a}{(R'_a + R'_b)^2 + s^2 (X'_a + X'_b)^2} + X'_{2e},$$

unde R'_a , X'_a și R'_b , X'_b sînt parametrii proprii coliviei de pornire (a) respectiv de lucru (b), R'_c și X'_c parametrii impedanței echivalente a impedanțelor Z'_a și Z'_b conectate în paralel, iar R'_{2e} și X'_{2e} rezistența și reactanța „exterioară”, comune ambelor colivii (parcursă de curentul total I'_2).

Considerînd în (7) valorile particulare $s = s_n$ și $s = s_p = 1$ și neglijînd produsele $R'_b X'^2_a$, $R'^2_b X'_a$, foarte mici în comparație cu ceilalți termeni, respectiv reactanța X'_a în raport cu X'_b , rezultă că

$$R'_{2p} \cong R'_{2n} + \frac{R'^2_a X'^2_b (R'_a + R'_b) (1 - s_n^2)}{[(R'_a + R'_b)^2 + X'^2_b][(R'_a + R'_b)^2 + s X'^2_b]},$$

$$X'_{2p} \cong X'_{2n} - \frac{X'_b [X'_a (R'_a + R'_b)^2 - R'^2_a X'_b] (1 - s_n^2)}{[(R'_a + R'_b)^2 + X'^2_b][(R'_a + R'_b)^2 + s_n^2 X'^2_b]}$$

Avînd în vedere că ([1]) :

$$R'_a \cong R'_{cn} \frac{1+\alpha}{\alpha}, \quad R'_b \cong R'_{cn} (1+\alpha), \quad X'_b \cong X'_{cn} (1+\alpha)^2, \quad (8)$$

rezultă că la un motor în dublă colivie între parametrii rotorici de pornire și cei nominali există în mod determinat relațiile :

$$R'_{2p} \cong R'_{2n} + \frac{\alpha R'^3_{cn} X'^2_{cn} (1-s_n^2)}{(R'^2_{cn} + \alpha^2 X'^2_{cn}) (R'^2_{cn} + s_n^2 \alpha^2 X'^2_{cn})}, \quad (9)$$

$$X'_{2p} = X'_{2n} - \frac{\alpha^2 R'^2_{cn} X'^2_{cn} (X'_{cn} - X'_a) (1-s_n^2)}{(R'^2_{cn} + \alpha^2 X'^2_{cn}) (R'^2_{cn} + s_n^2 \alpha^2 X'^2_{cn})}, \quad (10)$$

unde α reprezintă raportul

$$\alpha = R'_b / R'_a. \quad (11)$$

3. Relațiile de calcul al parametrilor rotorici. Dependența lor de valoarea curentului relativ de pornire

Ținând seama de (1), (2) și (4), rezistența rotorică la pornire rezultă ca fiind

$$R'_{2p} = \frac{m_p}{i_{2p}^2} \cdot \frac{m_1}{P_m} \left(\frac{U_1 \cos \psi_{2n}}{C_{1n}} \right) (1-s_n), \quad (12)$$

în care

$$\cos \psi_{2n} = \frac{R'_{2n}}{\sqrt{R'^2_{2n} + s_n^2 X'^2_{2n}}} \quad (13)$$

are în mod obișnuit o valoare foarte aproape de 1.

Egalind expresia (3) a curentului rotorci de pornire cu expresia sa care rezultă avînd în vedere relațiile (4) și (12) :

$$I'_{2p} = i_{2p} \cdot I'_{2n} = \frac{m_p}{i_{2p}} \cdot \frac{U_1 \cos \psi_{2n}}{C_{1n} R'_{2p}},$$

se obține, pe de altă parte, că :

$$X'_{2p} = \sqrt{\left(\frac{i_{2p}}{m_p} \cdot \frac{C_{1n} R'_{2p}}{C_1 \cos \psi_{2n}} \right)^2 - \left(\frac{R_1}{C_1} + R'_{2p} \right)^2} - \frac{X_1}{C_1}. \quad (14)$$

Expresia reactanței X'_{2p} scoate în evidență că pentru a putea dimensiona motorul astfel încît el să prezinte mărimile de pornire impuse, acestea trebuie să fie neapărat astfel adoptate încît să fie satisfăcute inegalitățile :

$$\frac{i_{2p}}{m_p} \cdot \frac{C_{1n} R'_{2p}}{C_1 \cos \psi_{2n}} > \frac{R_1}{C_1} + R'_{2p}, \quad (I)$$

$$\left(\frac{i_{2p}}{m_p} \cdot \frac{C_{1n} R'_{2p}}{C_1 \cos \psi_{2n}} \right)^2 > \left(\frac{R_1}{C_1} + R'_{2p} \right)^2 + \frac{X_1^2}{C_1^2}.$$

În funcție de rezistența R'_{2p} , conform (6), rezistența rotorică nominală poate fi exprimată sub forma

$$R'_{2n} = R'_{2p} s_n \cdot \frac{i_{2p}^2}{m_p} \quad (15)$$

Rezolvînd sistemul de două ecuații reprezentat prin relațiile (9) și (10), în care ca necunoscute se consideră X'_{2n} și α , se pot obține relațiile ce definesc ultimele mărimi care mai interesează: reactanța rotorică nominală X'_{2n} și raportul $\alpha = R'_b / R'_a$.

În ipoteza că alunecarea s_n are o valoare obișnuită, foarte redusă, astfel încît se poate considera $s_n \approx 0$ și neglijînd reactanța, în general foarte mică, X'_a a coliviei de pornire față de X'_{cn} , sistemul de ecuații amintit conduce la soluțiile

$$X'_{2n} = \frac{(R'_{2p} - R'_{2n})^2}{X'_{cp}} + X'_{2p} \quad (16)$$

$$\alpha = \frac{R'_{cn}(R'_{2p} - R'_{2n})}{(R'_{2p} - R'_{2n})^2 + X'^2_{cp}} \quad (17)$$

Relațiile (12) la (16) permit stabilirea modului în care variază parametri rotorici de pornire R'_{2p} și X'_{2p} , respectiv cei nominali R'_{2n} și X'_{2n} , în funcție de curentul de pornire relativ i_{2p} și deci a unor concluzii practice pentru proiectarea motorului la o valoare dată a lui i_{2p} .

În figura 1 sînt prezentate curbele $R'_{2p} = f(i_{2p})$ și $X'_{2p} = f(i_{2p})$ care rezultă pe baza expresiilor (12) respectiv (14), în care s-a neglijat termenul $R_1/C_1 \ll R'_{2p}$ și s-a considerat că $C_{1n} \approx C_1$ și că $\cos \psi_{2n} \approx 1$. În aceste condiții,

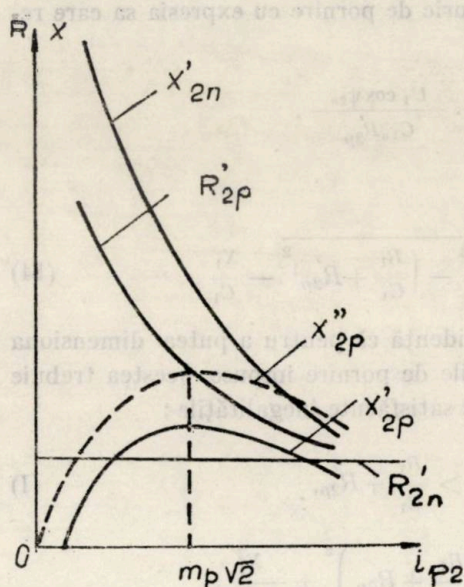


Fig. 1.

$$X'_{2p} = R'_{2p} \sqrt{\left(\frac{i_{2p}}{m_p}\right)^2 - 1} - \frac{X_1}{C_1} = \frac{KV \sqrt{i_{2p}^2 - m_p^2}}{i_{2p}^2} - \frac{X_1}{C_1} = X'_{2p} - \frac{X_1}{C_1} \quad (15')$$

dacă prin K s-a notat mărimea constantă

$$K = \frac{m_1 U_1 (1 - s_n)}{P_m}$$

După cum rezultă în mod simplu din (15'), curba $X'_{2p} = f(i_{2p})$ trece printr-un maxim, în condițiile ipotezelor simplificatoare admise, pentru $i_{2p} = m_p \sqrt{2}$, reactanța X'_{2p} cunoscînd variații neesențiale în limitele $i_{2p} = 4-8$ și pentru valori ale cuplului relativ de pornire $m_p = 2-2,6$.

Cum X_1 și X'_{2p} au valori comparabile, rezultă că raportul X'_{2p}/R'_{2p} este practic totdeauna subunitar ($X'_{2p} < R'_{2p}$).

Trecind la curba $R'_{2n} = f(i_{2p})$ se observă (v. relațiile (15) și (12)) că rezistența rotorică nominală nu depinde de curentul i_{2p} , fiind prin urmare — la valori date ale unui s_n și m_p — o paralelă la axa absciselor.

În schimb reactanța X'_{2n} variază în funcție de i_{2p} , la valori reduse ale lui i_{2p} micșorarea acestei mărimi conducând la creșteri sensibile ale lui X'_{2n} . Într-adevăr, la valori mici ale lui i_{2p} rezistența $R'_{2n} \ll R'_{2p}$ și deci

$$X'_{2n} \cong \frac{R'^2_{2p}}{X'_{cp}} + X'_{2p}, \quad (16)$$

unde reactanța $X'_{2p} < R'_{2p}$ poate fi considerată în prima aproximație, cum s-a arătat, de valoare invariabilă; în aceste condiții X'_{2n} variază practic invers proporțional cu puterea a patra a lui i_{2p} (v. relația (12)), reactanța X'_{2n} devenind foarte mare la valori mult scăzute ale lui i_{2p} .

Ca o verificare a concluziilor teoretice deduse, în figurile 2 și 3 sînt reprezentate curbele de variație a parametrilor studiați funcție de i_{2p} pentru un motor de 11 kW, 1 000 rpm, 380 V (Δ) de fabricație autohtonă. Calculele s-au făcut

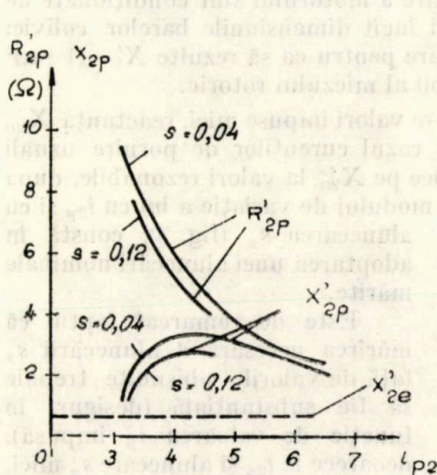


Fig. 2.

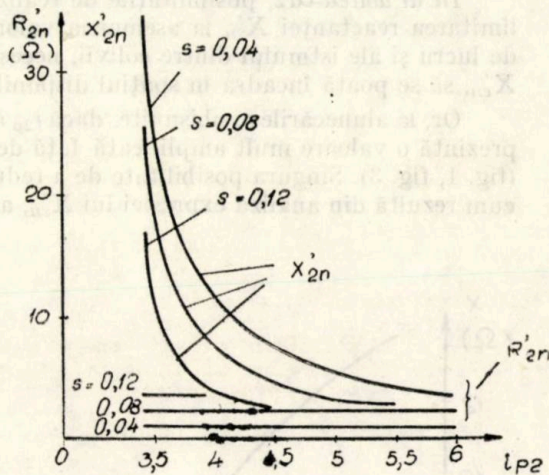


Fig. 3.

în limita domeniilor normale, în cadrul cărora $R'_{2n} < R'_{2p}$ și $X'_{2p} > X'_{2e}$. Ele confirmă, după cum se observă, toate concluziile obținute pe cale analitică. Pentru a deduce și influența (valorică) a valorii lui s_n , curbele s-au calculat pentru $s = 0,04$ (valoare obișnuită) și $s = 0,12$ (alunecare mult mărită).

4. Concluzii practice pentru proiectare

Avînd în vedere modul în care variază parametrii rotorici cu i_{2p} — și în primul rînd reactanța X'_{2n} — se desprinde concluzia că se detașează două cazuri distincte :

a) curentul i_p are valori obișnuite, de puțin inferioare sau egale cu cele prevăzute de norme,

b) curentul i_p impus are valori reduse, mult inferioare celor admise de norme.

În primul caz, toți parametrii rotorici au valori scăzute și puțin variabile cu i_{2p} (fig. 1, 2, 3). Parametrii respectivi fiind de valori obișnuite, motorul se va caracteriza printr-un randament comparabil cu cel al motoarelor în colivie simplă, cu bare rotunde, în timp ce factorul de putere va fi mai redus cu 0,02 – 0,05, micșorarea lui $\cos \varphi_n$ fiind cu atât mai importantă (v. [4], pg. 372) cu cît indicele de calitate (de eficacitate) a pornirii

$$g = m_p / i_p$$

este mai mare.

Adoptînd pe baza acestor considerente valorile lui $\cos \varphi_n$ și a alunecării s_n (care are valori uzuale) se pot determina parametrii X'_{2n} și R'_{2n} care trebuie să caracterizeze rotorul în regim nominal; cu aceștia, și considerînd $C_{1n} \cong C_1$, $\cos \psi_2 = 1$ (alunecarea fiind mică), se pot calcula (relațiile (12) sau (15) și respectiv (14)) mărimile R'_{2p} și X'_{2p} .

În continuare, cu (17) și (8) se pot determina mărimea α respectiv parametrii R'_a și R'_b , X'_b , care reprezintă mărimile care trebuie realizate, prin dimensionare, privind colivia de pornire și cea de lucru.

În al doilea caz, posibilitățile de realizare a motorului sînt condiționate de limitarea reactanței X'_{2n} la asemenea valori încît dimensiunile barelor coliviei de lucru și ale istmului dintre colivii, necesare pentru ca să rezulte $X'_b = (1 + \alpha)^2 X'_{cn}$, să se poată încadra în spațiul disponibil al miezului rotoric.

Or, la alunecările s_n obișnuite, dacă i_{2p} are valori impuse mici, reactanța X'_{2n} prezintă o valoare mult amplificată față de cazul curenților de pornire uzuali (fig. 1, fig. 3). Singura posibilitate de a reduce pe X'_{2n} la valori rezonabile, după cum rezultă din analiza expresiei lui X'_{2n} , a modului de variație a lui cu i_{2p} și cu alunecarea s_n (fig. 3), constă în adoptarea unei alunecări nominale mărite.

Este de remarcă faptul că mărirea necesară a alunecării s_n față de valorile obișnuite trebuie să fie substanțială (desigur, în funcție de valoarea i_p impusă), deoarece la i_{2p} și alunecare s_n mici, valoarea reactanței X'_{2n} , care trebuie realizată de fapt, este amplificată într-o măsură și mai mare decît X'_{2n} (v. și figura 4, curbele reprezentate corespund motorului de 11 kW și 1.000 rpm deja menționat).

Mărirea alunecării nominale s_n atrage, însă după sine micșorarea randamentului, adică înrăutățirea performanțelor energetice ale motorului. Pentru a se obține motorul avînd proprietățile tehnico-economice cele mai bune, în condițiile lui i_{2p} redus impus, se pune deci problema determinării alunecării

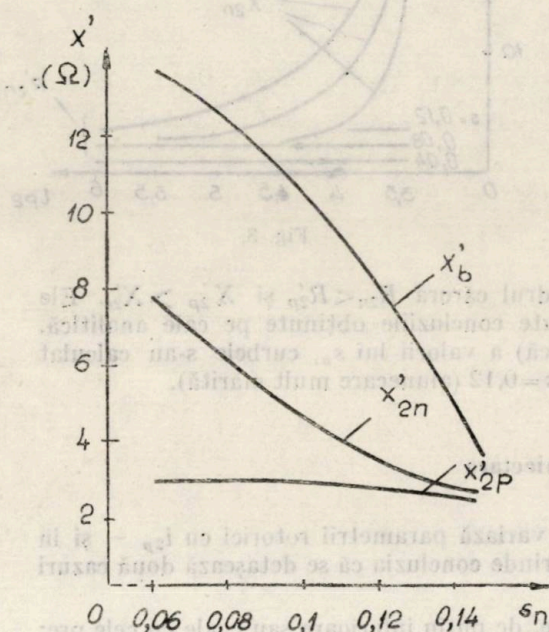


Fig. 4.

cării s_n mărită *minimă* pentru care reactanța X'_b devine realizabilă, solicitările magnetice ale rotorului încadrându-se și ele în limitele admisibile.

Problema nu poate fi rezolvată decît pe cale iterativă, calculînd pentru diverse alunecări s_n , crescătoare, parametrii R'_{2p} , X'_{2p} , R'_{2n} , X'_{2n} , mărimea α și reactanța X'_b , pînă cînd valoarea obținută pentru X'_b devine realizabilă în cadrul geometriei transversale a rotorului. Deoarece s_n nu mai are valori mici, pentru un calcul corect mărimile C_{1n} și $\cos \psi_{2n}$ trebuie avute în vedere sub forma lor exactă (5) și respectiv (13).

Prin caracterul său, calculul de determinare a alunecării potrivite s_n și a reactanței X'_b corespunzătoare (realizabilă în bune condițiuni) se pretează să fie efectuat pe calculator. Mărimile de intrare pentru programul de calcul sînt reprezentate de mărimile de proiectare (P_n , U_1 , m_p , i_{2p}), de mărimile invariabile în cadrul acestui calcul (R_1 , X_1 , R'_{2e} , X'_{2e} , Z_m , C_1), respectiv de valoarea inițială a mărimii variabile s_n și de pasul de variație a acesteia. Avînd în vedere modul de variație a lui X'_{2n} cu i_{2p} , valoarea inițială $s_n \geq 0,08$ urmează să se aleagă cu atît mai mare, iar aceea a pasului de variație $s \leq 0,01$ cu atît mai mică cu cît valoarea impusă pentru i_p este mai redusă.

Se poate spune, în concluzie, că dacă motorului i se impune un curent de pornire mult scăzut ($i_p = 3,5 - 4,5$), deosebirea în ceea ce privește modul de proiectare a mașinii față de cazul curenților i_{2p} obișnuiți, constă în principal în faptul că alunecarea ce caracterizează regimul nominal, s_n , urmează să fie adoptată mai mare (în general, superioară valorii 0,1), astfel încît să rezulte necesitatea unei reactanțe X'_b a coliviei de lucru realizabilă din punct de vedere practic.

Randamentul unui asemenea motor este în mod inevitabil relativ mult mai scăzut decît cel al unui motor obișnuit, lucru ce trebuie avut în vedere încă de la primele calcule, urmînd a se conta pe valori cu 0,05 - 0,1 mai mici decît cele standardizate pentru motoarele normale.

5. Verificare numerică

Rezultatele teoretice s-au verificat asupra unui motor [6] de construcție autohtonă de 11 kW, 380 V (Δ) și $n_1 = 1\,000$ rpm (la care s-au făcut deja unele referiri) căruia i s-au impus ca mărimi de pornire $m_p = 2,5$ și $i_p = 3,9$ ($i_{p2} \cong 1,07$, $i_p \cong 4,2$). Corespunzător dimensionării statorului, a numărului de 64 creștături ales în rotor și a deschiderii acestora, precum și soluției de scurtcircuitare a celor două colivii prin inele separate (proprii) au rezultat următoarele valori pentru mărimile independente de s_n :

$$\begin{aligned} R_1 &= 0,94 \, \Omega, & X_1 &= 2,203 \, \Omega, & C_1 &= 1,0341 \, \Omega, \\ R'_{2e} &= 0, & X'_{2e} &= 0,933 \, \Omega, & X'_a &= 0,267 \, \Omega. \end{aligned}$$

Rezultatele calculului iterativ pentru diferite valori ale lui s_n , sintetizate în curbele reprezentate în figura 4 a determinat alegerea pentru alunecare a valorii $s_n = 0,135$. Cu $R'_{2n} = 3,837 \, \Omega$ și $X'_{2n} = 3 \, \Omega$, determinați considerînd $C_{1n} \cong C_1$ și $\cos \psi_{2n} = 1$, s-au recalculat aceste mărimi, obținîndu-se $C_{1n} = 1,077$ și $\cos \psi_{2n} = 0,985$.

Cu acestea, parametrii nominali necesari pentru ca $m_p = 2,5$, $i_{2p} = 4,2$ au rezultat

$R'_{2p} = 4,028 \, \Omega$, $R'_{2n} = 3,827 \, \Omega$, $X'_{2p} = 2,982 \, \Omega$, $X'_{2n} = 2,07 \, \Omega$ pe baza cărora, folosind relația (17) s-au obținut:

$$\alpha = 0,173.$$

Avînd în vedere valoarea raportului $X'_a/X'_{2n} = 0,089$, pentru a ține seama de influența reactanței X'_a , neglijată la stabilirea relației (17), s-a adoptat ([1]) pentru α valoarea $\alpha^* \cong 1,1 \cdot \alpha \cong 0,2$.

Pe baza relațiilor (8), pentru parametrii principali necesari ai celor două colivii au rezultat valorile

$$R'_a \cong 23,02 \, \Omega, \quad R'_b \cong 4,604 \, \Omega, \quad X'_b \cong 2,96 \, \Omega.$$

Dimensionând coliviile astfel încît să rezulte pentru R'_a , R'_b și X'_b valori cît mai apropiate de cele preliminate s-a obținut o bună geometrie transversală a rotorului, cu o înălțime a istmului între colivii $h=10$ mm (lățimea lui fiind $a=1,5$ mm), ambele colivii realizîndu-se din Al, cu bare rotunde; inducția maximă în dinte din zona coliviei de lucru a rezultat $B_{d2M}=1,91$ T, factorul de saturație al miezului avînd valoarea $k_s=1,2$.

Efectuînd calculele de determinare a tuturor mărimilor, corespunzînd geometriei rotorice concrete adoptate, s-au obținut următoarele date caracteristice ale motorului:

$$\begin{aligned} R'_a &= 23,016 \, \Omega, & R'_b &= 4,606 \, \Omega, & X'_a &= 0,267 \, \Omega, & X'_b &= 2,96 \, \Omega, \\ R'_{en} &= 3,842 \, \Omega, & X'_{en} &= 2,062 \, \Omega, & R'_{ep} &= 4,048 \, \Omega, & X'_{ep} &= 2,038 \, \Omega, \\ s_n &= 0,133, & I'_{2n} &= 11,69 \, A, & I_{10} &= 4,56 \, A, & I_{1n} &= 13,69 \, A, \\ M_n &= 113,13 \, \text{Nm}, & \Sigma p &= 2 \, 653 \, \text{W}, & \eta_n &= 0,805, & \cos \varphi_n &= 0,881, \\ I'_{2p} &= 50,2 \, A, & i_{2p} &= 4,295, & i_p &= i_{1p} = 4,032 \\ M_p &= 292,5 \, \text{Nm}, & m_p &= 2,585, & M_M &= 297,9 \, \text{Nm}, & m_M &= 2,633. \end{aligned}$$

6. Concluzii

Studiul efectuat demonstrează că dacă se impune și curentul relativ de pornire, din considerente privind posibilitatea realizării coliviei de lucru astfel ca solicitările în miez să se mențină admisibile, alunecarea s_n trebuie adoptată cu atît mai ridicată cu cît i_p se impune de o valoare mai scăzută.

Dimensionarea corectă a motorului, care să conducă la o soluție tehnico-economică bună, este realizabilă folosind relațiile de calcul stabilite în lucrare pentru diferiți parametri rotorici, pentru mărimea $\alpha=R'_b/R'_a$ și pentru rezistențele proprii R'_a , R'_b ale celor două colivii, respectiv pentru reactanțele proprii X'_a și X'_b .

BIBLIOGRAFIE

1. I. Novac — Considerații asupra dimensionării motoarelor în dublă colivie la care sînt impuse valorile randamentului și a factorului de putere. Bul. șt. și tehn. IPT, seria Electrotehnică, tom 25(39) fasc. 1—1980
2. T. Dordea — Mașini electrice, EDP, București, 1970.
3. R. Richter — Mașini electrice, Ed. Tehnică, București 1960.
4. N. V. Vinogradov — Proiectarea mașinilor electrice, Ed. Energ. de Stat, 1953.
5. I. M. Postnicov — Proiectarea mașinilor electrice, Ed. Energ. de Stat, 1951.
6. G. Mikloș — Proiect de diplomă 1979.

ABOUT DOUBLE — CAGE INDUCTION MOTORS DESIGN FOR GIVEN STARTING TORQUE AND CURRENT.

ABSTRACT

By using the relations between starting an rated parameters of double-cage induction motors this paper deducts the expressions of rotor starting resistance and reactance, when the design data are $m_p=M_p/M_n$ and $i_p=I_p/I_n$.

These expressions show that the design procedure depends sensibly on the relative value, i_p , of starting current, that is when i_p is small the rotor could designed only by admitting a high value for rated slip. The efficiency is pronouncely diminished.

Finally the theoretical results are implemented in a design procedure flow chart for two different cases: a) usual values of i_p ; b) very low values of i_p .

ABOUT THE SPEED CHARACTERISTICS (END EFFECT) OF ELECTROMAGNETIC LEVITATION SYSTEMS

DE
ION BOLDEA

1. Introduction

The electromagnetic levitation systems (EMS) are based on the attraction force between controlled electromagnets and a ferromagnetic guideway. When used for vehicles, the EMS work from standstill up to high speeds (100–120 m/sec).

When an electromagnet (on board) moves at speed u with respect to the solid iron guideway, eddy currents occur in the later.

Their consequences consisting of:

- a reduction in attraction force
- the occurrence of a magnetic drag force are called *end effect*.

Thus by speed characteristics we mean the attraction and drag forces dependence upon speed.

2. End effect

Up to now some approaches based on Fourier series¹ (transformation²) or combined analytical-numerical methods³ have been proposed to assess the end effect.

However, they seem to overestimate the phenomena^{2,3} as shown by some high-speed tests⁴.

The cause of these notable discrepancies between theory and tests seems to be the neglect of field penetration actual depth into solid-iron guideway. In what follows the field penetration depth will be accounted for iteratively in a new simplified approach to the analysis of end effect.

2.1. Assumptions and field equations

The following assumptions are made:

- the induced currents in guideway vary sinusoidally along the transverse direction
- the electromagnet m.m.f exhibits an equivalent rectangular transverse distribution (fig. 1). The electromagnet equivalent shoe width, $2a_e$, is:

$$2a_e = b_i (1 + g_0/b_i) \quad (1)$$

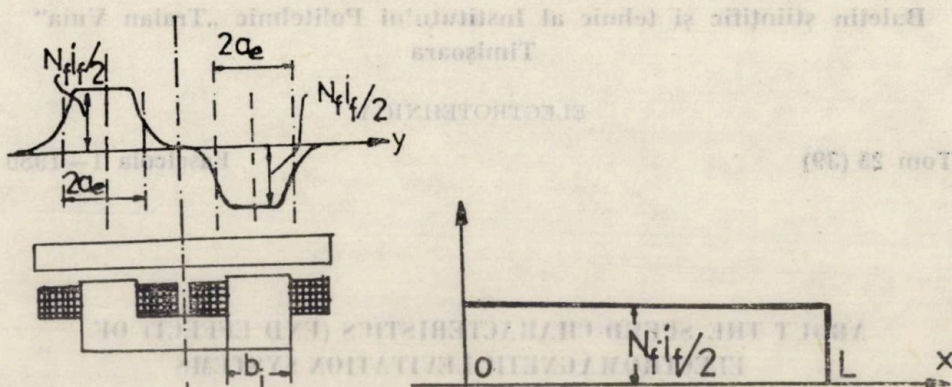


Fig. 1. Magnet transverse view. Fig. 2. Magnet m.m.f. longitudinal distribution.

— the secondary semi-width, $2c$, is:

$$2c = L_1 + b_i \quad (2)$$

— the airgap initial flux density distribution along ox (fig. 2) is expressed by

$$B_0(x) = 0; \quad x < 0 \quad (3)$$

$$B(x) = B_0; \quad 0 \leq x \leq L \quad (4)$$

$$B(x) = 0; \quad x > L \quad (5)$$

where:

$$B_0 = \frac{\mu_0 N_f I_f}{2g_e} \quad (6)$$

$$B_t = B_{cm} + B_{max} 1/2$$

$$B_{cm} \cong B_0 (1 + g_e / b_i)$$

$$g_e = g_0 \left(H + 1 + \frac{b_i h}{g_0} \cdot \frac{\mu_0}{\mu(B_t)} + \frac{(b + b_i) b_i}{d_0 g_0} \cdot \frac{\mu_0}{\mu(B_{xm})} \right)$$

$$B_{cm} = B_0 (1 + g_e / b_i); \quad B_{max} = \frac{\mu_0 N_f I_f}{b} \quad (7)$$

It is evident from equations (6)–(7) that B_0 could be determined only through an iterative procedure starting with a given value of permeability $\mu(B_t)$ in magnet and in guideway $\mu(B_{xm})$. (In equations (6)–(7) the electro-magnet core reluctance, transverse leakage flux and guideway reluctance have been accounted for).

— The amplitude of the airgap flux density fundamental, B_{1y} , is:

$$B_{1y} \cong B_0 \frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi a_e}{2c} = B_0 K_y \quad (8)$$

According to the above mentioned assumptions the airgap reaction field, H_r , fulfills the equation:

$$\frac{\partial^2 H_r}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_r}{\partial y^2} - \mu_0 \sigma_t \frac{u d_{t2}}{g_e} \frac{\partial H_r}{\partial x} = 0 \quad (9)$$

where σ_i is the iron electric conductivity, u -vehicle speed ; g_e -equivalent airgap (7) ; d_{i2} -field penetration depth not calculated yet.

The solution of equation (9) takes the forms :

$$H_{r0}(x, y) = A_0 e^{\gamma_1 x} \cos\left(\frac{\pi}{2c} y\right); \quad x \leq 0 \quad (10)$$

$$H_{r1}(x, y) = (A_1 e^{\gamma_1(x-L)} + B_1 e^{\gamma_2 x}) \cos\left(\frac{\pi}{2c} y\right); \quad 0 \leq x \leq L \quad (11)$$

$$H_{r2}(x, y) = B_2 e^{\gamma_2(x-L)} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2c} y\right); \quad x \geq L \quad (12)$$

where
$$\gamma_{1,2} = \frac{C_u}{2} \pm [(C_u/2)^2 + (\pi/2c)^2]^{1/2} \quad (13)$$

and
$$C_u = \frac{\mu_0 \tau_i \cdot d_{i2} U}{g_e} \quad (14)$$

For low speeds ($0 \div 10$ m/sec) :

$$\frac{C_u}{2} \ll \frac{\pi}{2c} \text{ and thus } \gamma_1 \cong (\gamma_2) = \frac{\pi}{2c} \quad (15)$$

while for high speeds ($60 \div 100$ m/sec) :

$$\frac{C_u}{2} \gg \frac{\pi}{2c} \text{ and consequently } \gamma_1 \gg \gamma_2/ \quad (16)$$

The integration constants A_0, A_1, B_1, B_2 are calculated from the following boundary conditions :

$$((\mu_0 H_{r0})_{x=0} = B_0 K_y + (\mu_0 H_{r1})_{x=0} \quad (17)$$

$$(\mu_0 H_{r2})_{x=L} = B_0 K_y + (\mu_0 H_{r1})_{x=L} \quad (18)$$

$$\left(\frac{\partial H_{r0}}{\partial x}\right)_{x=0} = \left(\frac{\partial H_{r1}}{\partial x}\right)_{x=0}; \quad \left(\frac{\partial H_{r1}}{\partial x}\right)_{x=L} = \left(\frac{\partial H_{r2}}{\partial x}\right)_{x=L} \quad (19)$$

Finally the expressions of A_0, A, B , and B_2 are :

$$B_1 = K_y B_0 / \left(\frac{\gamma_2}{\gamma_1} - 1\right) \quad (20)$$

$$A_1 = K_y B_0 / \left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2} - 1\right) \quad (21)$$

$$A_0 = B_0 + A_1 e^{-\gamma_1 L} + B_1 \quad (22)$$

$$B_2 = B_0 + A_1 + B_1 e^{\gamma_2 L} \quad (23)$$

For very high speeds B_1 approaches $(-K_y B_0)$ and A_1 tends to zero.

Note.

The theory just presented allows the consideration of any harmonics in the transverse direction with :

$$K_{y\gamma} = \frac{4}{\pi\gamma} \sin \frac{\gamma\pi a_e}{2c} \text{ and } \frac{\gamma\pi}{2c} \text{ instead of } \frac{\pi}{2c}. \quad (24)$$

However, for preliminary design purposes, the fundamental suffices.

2.2. Field penetration depth.

Taking into account the speed $u, x = u \cdot t$, and thus the phenomena as viewed from the guideway are time dependent being characterized by two time constants T_1 and T_2 :

$$T_1^{-1} = \frac{U \cdot \gamma_1}{2\pi} \quad T_2^{-1} = \frac{U \cdot |\gamma_2|}{2\pi}; \quad T_2^{-1} \gg T_1^{-1} \quad (25)$$

Their depth of field penetration d_{i1} and d_{i2} are:

$$d_{i1} = (2/\mu (2\pi/T_1) \sigma_i)^{1/2}; \quad d_{i2} = (2/\mu (2\pi/T_2) \sigma_i)^{1/2} \quad (26)$$

At least for high speeds $d_{i2} \gg d_{i1}$.

Consequently the reaction field component containing γ_1 attenuates rapidly at the exit end of the electromagnet (eqn. (22)).

Thus practically along the entire length of electromagnet the reaction field has a demagnetizing effect.

In reality the solid iron guideway permeability varies along ox and oy , but this fact could be eventually accounted for only by numerical procedures at the price of high computer time amounts (and money).

For simplicity an average permeability is defined, corresponding to an average guideway flux density, B_{xm} :

$$B_{xm} \cong \frac{(A_0 + B_2)}{2} \cdot \frac{b_i}{d_0} \quad (27)$$

Now by assigning $\mu(B_{xm})$ an initial value while the initial value of $\mu(B_{xm})$ is calculated for standstill ($u=0$) we could determine B_0 from eqns. (6)–(7) and then the reaction field constants A_0, A_1, B_1 and B_2 (eqns. (20)–(22), provided d_{i2} is calculated from eqn. (25) where $\mu = \mu(B_{xm})$. (To determine d_{i2} a new rather simple iterative procedure is used for eqns. (13) and (26)).

Thus finally B_{xm} is recalculated from eqn. (27), B_i from eqn. (7).

The whole process is resumed until sufficient convergence is reached.

2.3. Attraction and drag forces.

The attraction force, F_n , per magnet is:

$$F_n \cong \frac{2}{\mu_0} \int_0^{b_i/2 + g_d/2} dy \int_{-\infty}^{\infty} [B(x, y) + \mu_0 H_r(x, y)]^2 dx \quad (28)$$

On the other hand the drag force, F_d may be determined from guideway Joule losses:

$$F_d \cong \frac{1}{\tau_i \cdot U} \int_{-c}^c \int_{-\infty}^{\infty} (J_x^2 + J_y^2) d_{i2} dx dy \quad (29)$$

If the integral (29) is limited to $(0-L)$, F_d obtains the expression:

$$F_d = \frac{d_{i2}}{\tau_i \cdot U} \left(\frac{g_e}{d_{i2}} \right)^2 \left[\gamma_2^2 + \left(\frac{\pi}{2c} \right)^2 \right] \left(\frac{B_1}{\mu_0} \right)^2 K_y^2 c \cdot \frac{(e^2 \gamma_2 L)}{2\gamma_2} \quad (30)$$

where

$$J_x = \frac{g_e}{d_{i2}} \frac{\partial H_r}{\partial y}; \quad J_y = -\frac{g_e}{d_{i2}} \frac{\partial H_r}{\partial x} \quad (31)$$

To get a feeling of magnitudes a numerical example of practical interest is now presented.

2.4. Numerical example.

The initial data of electromagnet are :

- attraction force (at standstill) $F_{n0} = 5 \cdot 10^4$ N
- magnet length $L = 1$ m
- rated airgap $g_0 = 1.5 \cdot 10^{-2}$ m
- magnet core flux density $B_i = (1.55 - 1.65)$ T
- magnet core width $b_i = 4 \cdot 10^{-2}$ m
- iron conductivity $\sigma_i = 3.52 \cdot 10^6$ (m) $^{-1}\Omega^{-1}$
- guideway thickness $d_0 = 0.025$ m
- window width $b = 0.12$ m.

Based on the above data and following the procedure described under section 2, the depth of field penetration has been calculated as function of speed for given values of guideway permeability (fig.3).

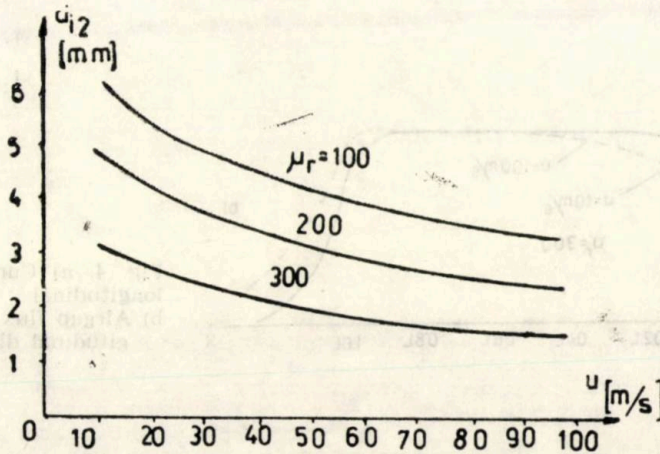


Fig. 3. Depth of field penetration against speed.

Also for two different speeds the transverse current density J_y and airgap flux density $B(x)$ longitudinal distribution have been calculated and plotted in fig. 4a and 4b.

Finally the attraction and drag force variation with speed is calculated and plotted in fig. 5, for three different values of guideway relative permeability.

2.5. Short discussion of results.

The field penetration depth varies notably with speed and is generally sensibly smaller than the depth of iron guideway. Thus it is absolutely necessary to consider it in any end effect appraisal. Induced currents density exhibits two sharp peaks close to electromagnet entry and exit ends.

The airgap flux density distribution is notably distorted by the end effect (fig. 4b).

The reduction of attraction force with speed is rather important (fig. 5) suggesting clearly that, in the magnet coil design, the enforcement of m.m.f. with speed — to keep the standstill attraction force — should be necessarily done.

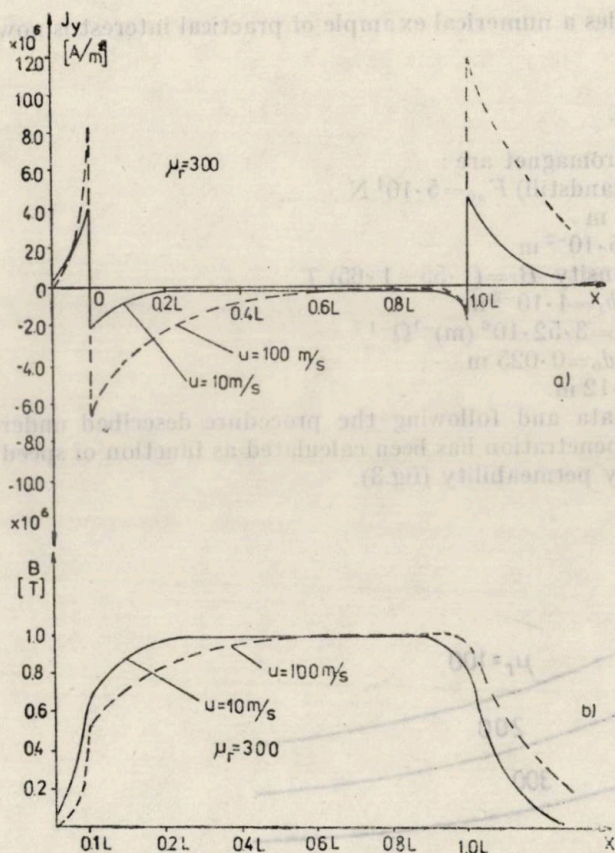


Fig. 4. a) Current density longitudinal distribution; b) Airgap flux density longitudinal distribution.

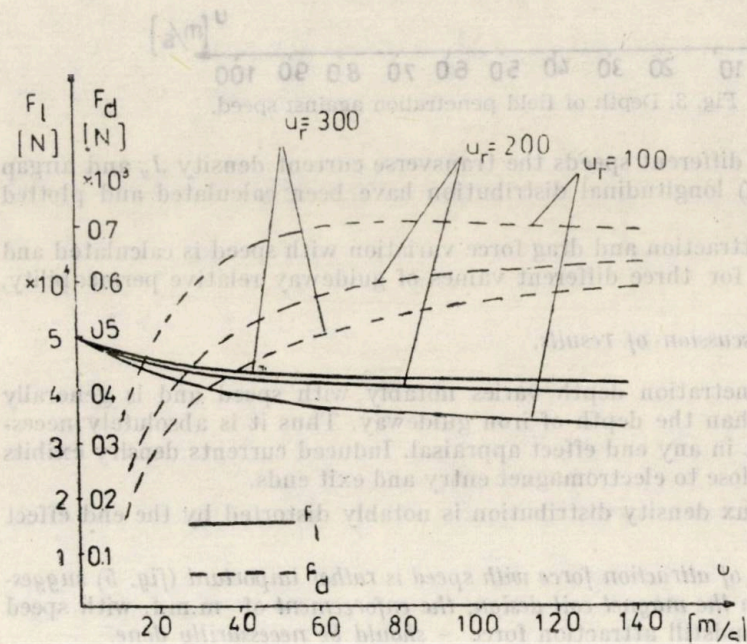


Fig. 5. Attraction and drag forces against speed.

The drag force caused by end effect seems to be reasonably small up to high speeds (100–120 m/sec). A qualitative comparison of these results with the tests of Ref. 4 shows that the theory proposed is a realistic one.

3. Conclusions

The paper presents a new, simplified, approach to the analysis of end effect in electromagnetic levitation systems.

The depth of field penetration in solid iron guideway is iteratively accounted for.

A numerical example of practical interest, up to high speeds (100–120 m/sec,) shows the main consequences of end effect.

The theoretical results obtained in the paper could be directly used in the design of full size electromagnets used in the levitation (guidance) process of high (or medium) speed vehicles of the future.

REFERENCES

1. R. H. Borcherts and L. C. Davis, „Lift and drag forces attraction electromagnetic suspension svstems“ Ford Motor Company SCI. Res. Staff., 1976.
2. S. Yamamura and T. Ito., „Analysis of speed Characteristics of the attraction electromagnet for the magnetically levitation vehicles“ Elec. Eng. in Japan, vol. 95, 162, 1975, pp. 84–89.
3. Y. Baudon, M. Ivanes, „Methode de partition pour le calcul des courants induits dans les sustentations par attraction“ Int. Symp. on linear electric motors, Lyon, may 1974, France.
4. G. Bohn, P. Romstedt, N. Rothmaeyr and P. Schwärzler, „A contribution to magnetic levitation technology“. Proc. of the 4th ICEC, Eindhoven, 1972, pp. 202–208.

ASUPRA CARACTERISTICILOR DE VITEZĂ (EFECTUL LONGITUDINAL) LA SISTEMELE DE LEVITAȚIE ELECTROMAGNETICĂ

REZUMAT

Lucrarea prezintă o nouă metodă (simplificată) de analiză a efectului longitudinal la electromagneții controlați în c.c. utilizați pentru levitația vehiculelor pe pernă magnetică.

Principalul aspect nou al temei propuse îl constituie lucrarea în considerare a adâncimii de pătrundere a cîmpului în calea masivă.

În final se prezintă un exemplu numeric de interes practic care scoate în evidență ordinele de mărime și facilitează utilizarea rezultatelor lucrării în proiectarea electromagneților pentru viteze mari.

The data were caused by and effect seems to be reasonably small up to high speeds (100-120 miles). A qualitative comparison of these results with the tests of Hall 4 shows that the theory proposed is realistic and

The paper presents a new, simplified approach to the analysis of and effect in electromagnetic levitation systems. The depth of field penetration is self-consistently accounted for. A numerical example of practical interest, up to high speeds (100 - 130 m/sec) shows the main consequences of end effect. The theoretical results obtained in the paper could be directly used in the design of full size electromagnetic used in the levitation (guidance) systems of ships (or medium) speed vehicles of the future.

2012 25.5 27.4 29.3

1. M. H. Harkness and J. C. Davis, 1117 and 1119, 1121, 1123, 1125, 1127, 1129, 1131, 1133, 1135, 1137, 1139, 1141, 1143, 1145, 1147, 1149, 1151, 1153, 1155, 1157, 1159, 1161, 1163, 1165, 1167, 1169, 1171, 1173, 1175, 1177, 1179, 1181, 1183, 1185, 1187, 1189, 1191, 1193, 1195, 1197, 1199, 1201, 1203, 1205, 1207, 1209, 1211, 1213, 1215, 1217, 1219, 1221, 1223, 1225, 1227, 1229, 1231, 1233, 1235, 1237, 1239, 1241, 1243, 1245, 1247, 1249, 1251, 1253, 1255, 1257, 1259, 1261, 1263, 1265, 1267, 1269, 1271, 1273, 1275, 1277, 1279, 1281, 1283, 1285, 1287, 1289, 1291, 1293, 1295, 1297, 1299, 1301, 1303, 1305, 1307, 1309, 1311, 1313, 1315, 1317, 1319, 1321, 1323, 1325, 1327, 1329, 1331, 1333, 1335, 1337, 1339, 1341, 1343, 1345, 1347, 1349, 1351, 1353, 1355, 1357, 1359, 1361, 1363, 1365, 1367, 1369, 1371, 1373, 1375, 1377, 1379, 1381, 1383, 1385, 1387, 1389, 1391, 1393, 1395, 1397, 1399, 1401, 1403, 1405, 1407, 1409, 1411, 1413, 1415, 1417, 1419, 1421, 1423, 1425, 1427, 1429, 1431, 1433, 1435, 1437, 1439, 1441, 1443, 1445, 1447, 1449, 1451, 1453, 1455, 1457, 1459, 1461, 1463, 1465, 1467, 1469, 1471, 1473, 1475, 1477, 1479, 1481, 1483, 1485, 1487, 1489, 1491, 1493, 1495, 1497, 1499, 1501, 1503, 1505, 1507, 1509, 1511, 1513, 1515, 1517, 1519, 1521, 1523, 1525, 1527, 1529, 1531, 1533, 1535, 1537, 1539, 1541, 1543, 1545, 1547, 1549, 1551, 1553, 1555, 1557, 1559, 1561, 1563, 1565, 1567, 1569, 1571, 1573, 1575, 1577, 1579, 1581, 1583, 1585, 1587, 1589, 1591, 1593, 1595, 1597, 1599, 1601, 1603, 1605, 1607, 1609, 1611, 1613, 1615, 1617, 1619, 1621, 1623, 1625, 1627, 1629, 1631, 1633, 1635, 1637, 1639, 1641, 1643, 1645, 1647, 1649, 1651, 1653, 1655, 1657, 1659, 1661, 1663, 1665, 1667, 1669, 1671, 1673, 1675, 1677, 1679, 1681, 1683, 1685, 1687, 1689, 1691, 1693, 1695, 1697, 1699, 1701, 1703, 1705, 1707, 1709, 1711, 1713, 1715, 1717, 1719, 1721, 1723, 1725, 1727, 1729, 1731, 1733, 1735, 1737, 1739, 1741, 1743, 1745, 1747, 1749, 1751, 1753, 1755, 1757, 1759, 1761, 1763, 1765, 1767, 1769, 1771, 1773, 1775, 1777, 1779, 1781, 1783, 1785, 1787, 1789, 1791, 1793, 1795, 1797, 1799, 1801, 1803, 1805, 1807, 1809, 1811, 1813, 1815, 1817, 1819, 1821, 1823, 1825, 1827, 1829, 1831, 1833, 1835, 1837, 1839, 1841, 1843, 1845, 1847, 1849, 1851, 1853, 1855, 1857, 1859, 1861, 1863, 1865, 1867, 1869, 1871, 1873, 1875, 1877, 1879, 1881, 1883, 1885, 1887, 1889, 1891, 1893, 1895, 1897, 1899, 1901, 1903, 1905, 1907, 1909, 1911, 1913, 1915, 1917, 1919, 1921, 1923, 1925, 1927, 1929, 1931, 1933, 1935, 1937, 1939, 1941, 1943, 1945, 1947, 1949, 1951, 1953, 1955, 1957, 1959, 1961, 1963, 1965, 1967, 1969, 1971, 1973, 1975, 1977, 1979, 1981, 1983, 1985, 1987, 1989, 1991, 1993, 1995, 1997, 1999, 2001, 2003, 2005, 2007, 2009, 2011, 2013, 2015, 2017, 2019, 2021, 2023, 2025, 2027, 2029, 2031, 2033, 2035, 2037, 2039, 2041, 2043, 2045, 2047, 2049, 2051, 2053, 2055, 2057, 2059, 2061, 2063, 2065, 2067, 2069, 2071, 2073, 2075, 2077, 2079, 2081, 2083, 2085, 2087, 2089, 2091, 2093, 2095, 2097, 2099, 2101, 2103, 2105, 2107, 2109, 2111, 2113, 2115, 2117, 2119, 2121, 2123, 2125, 2127, 2129, 2131, 2133, 2135, 2137, 2139, 2141, 2143, 2145, 2147, 2149, 2151, 2153, 2155, 2157, 2159, 2161, 2163, 2165, 2167, 2169, 2171, 2173, 2175, 2177, 2179, 2181, 2183, 2185, 2187, 2189, 2191, 2193, 2195, 2197, 2199, 2201, 2203, 2205, 2207, 2209, 2211, 2213, 2215, 2217, 2219, 2221, 2223, 2225, 2227, 2229, 2231, 2233, 2235, 2237, 2239, 2241, 2243, 2245, 2247, 2249, 2251, 2253, 2255, 2257, 2259, 2261, 2263, 2265, 2267, 2269, 2271, 2273, 2275, 2277, 2279, 2281, 2283, 2285, 2287, 2289, 2291, 2293, 2295, 2297, 2299, 2301, 2303, 2305, 2307, 2309, 2311, 2313, 2315, 2317, 2319, 2321, 2323, 2325, 2327, 2329, 2331, 2333, 2335, 2337, 2339, 2341, 2343, 2345, 2347, 2349, 2351, 2353, 2355, 2357, 2359, 2361, 2363, 2365, 2367, 2369, 2371, 2373, 2375, 2377, 2379, 2381, 2383, 2385, 2387, 2389, 2391, 2393, 2395, 2397, 2399, 2401, 2403, 2405, 2407, 2409, 2411, 2413, 2415, 2417, 2419, 2421, 2423, 2425, 2427, 2429, 2431, 2433, 2435, 2437, 2439, 2441, 2443, 2445, 2447, 2449, 2451, 2453, 2455, 2457, 2459, 2461, 2463, 2465, 2467, 2469, 2471, 2473, 247

ASUPRA CARACTERISTICILOR DE VITEZA (EFACTUL
LONGITUDINAL) LA SISTEMELE DE LEVITAJE
ELECTROMAGNETICE

TABLE 13719

La început prezintă o mare metodă (simplitate) de a realiza o estimare locală
aditivă în econometria comportamentală în care utilizăm pentru testarea semnificativității
pe prima etapă.

Principiul este de a realiza o estimare locală a parametrilor de interes în condiții
care sînt apropiate de cele reale și a compara în cele din urmă
cu o estimare de referință a parametrilor în condiții ideale.

În final se prezintă un exemplu numeric de aplicare a metodei care este în
concordanță cu metodele de estimare și testare statistice prezentate în capitolele
anterioare.

CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL ROTORULUI UNUI HIDROGENERATOR

DE

DOINA IRHAȘIU

1. Introducere

În prezent mașinile sincrone se calculează cu ajutorul ordinatului electronic după principiul alegerii dimensiunilor geometrice și a solicitărilor electrice și magnetice prin comparație cu mașini executate (programe de sinteză); se evaluează în ce măsură mașina corespunde condițiilor impuse, prin programe de analiză.

În lucrarea de față se prezintă organigrama calculului electromagnetic al rotorului unui hidrogenerator, pentru un stator dat. Nu se dimensionează colivia de amortizare.

2. Punerea problemei

Calculul rotorului constituie o etapă din calculul de optimizare al mașinii sincrone cu poli aparenti, în regim de generator; criteriul de optimizare este minimul masei (sau al costului) materialelor active. Metoda de calcul adoptată are la bază următoarele considerente:

- Se impun datele de proiectare.
- Se stabilește plaja mărimilor variabile ținând seama de construcțiile existente, pentru a reduce numărul de cazuri considerate (evitând situațiile care duc la soluții irealizabile). Drept mărimi variabile se consideră: repartitia pierderilor în mașină (pierderile în fier și în înfășurări din pierderile totale, pierderile în fier din pierderile totale, pierderile în înfășurarea statorică, din pierderile în înfășurări), variația tensiunii la borne, coeficientul de supraîncărcare statică, valoarea medie a inducției în întrefier, densitatea de curent statorică și numărul de creștături pe pol și fază.

- Din datele de proiectare se determină rezistențele și reactanțele mașinii [1, p. 331] și alte mărimi calculabile (tensiunea electromotoare indusă de cîmpul resultant, curentul total redus la stator, și curentul de excitație redus la stator).

- Pe baza parametrilor se determină dimensiunile geometrice și valorile solicitărilor electrice și magnetice care nu sînt alese ca variabile. Se consideră cunoscute materialele părților active ale mașinii cu constantele de material, tipul înfășurării statorice și izolația ei, forma creștăturii statorice, forma tălpii polare, factorul de acoperire al pasului polar și înălțimea tălpii polare.

- Se determină masa și costul materialelor active.

3. Dimensionarea rotorului

Dimensiunile geometrice și solicitările electromagnetice ale rotorului, pentru un stator dat, se determină în următoarele ipoteze:

— Curba de magnetizare se aproximează printr-o parabolă de gradul doi, parabolă ce „glisează” în funcție de punctul căutat.

— De saturație se ține seama prin raportul $\alpha_r = B_\delta / B_{\delta_{med}}$, dintre valoarea maximă și medie a inducției în întrefier. α_r depinde de factorul de saturație k_s , definit drept raportul dintre suma tensiunilor magnetomotoare din fier și tensiunea magnetomotoare din întrefier. Curba $\alpha_r = f(k_s)$ este dată în [5, p. 78].

— În calculul tensiunii magnetice corespunzătoare polului, se admite inducția constantă și egală cu cea de la baza polului, [6. II, p. 193] și [4, p. 21].

În jugul inductorului inducția magnetică este constantă în lungul liniei de cîmp pe intervalul dintre fețele interioare a doi poli învecinați; linia de cîmp este un segment din cercul ce trece pe la baza polului, delimitat de două axe longitudinale alăturate.

Pe baza celor de mai sus, relația solenațiilor devine o ecuație pentru determinarea dimensiunilor rotorice, [3].

Se mai utilizează expresia factorului de umplere a spațiului dintre poli (definit drept raportul dintre secțiunea cuprului pe un pol și suprafața disponibilă pentru bobinat corespunzătoare unui pol), expresia rezistenței înfășurării de excitație, a pierderilor în înfășurarea de excitație și o relație dintre dimensiunile polului impusă din considerente geometrice, [3].

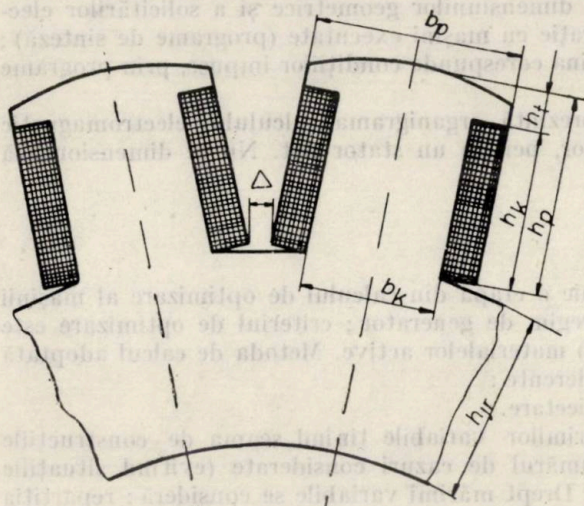


Fig. 1. Poli și jugul rotoric.

Dimensiunile rotorului, indicate în fig. 1, se calculează pe ordinatorul electronic conform organigramei prezentate în fig. 2.

Lungimea axială a polului se adoptă mai mică decât cea axială a indusului pentru a micșora pierderile prin curenți turbionari din fețele frontale ale indusului [6. I, p. 171]; lungimea axială a jugului inductor este aceeași cu a indusului.

Organigrama prezentată în fig. 2 constituie o parte din calculul de optimizare, pe ordinatorul electronic, al hidrogenatoarelor.

Programul de calcul, scris în FORTRAN, în simplă precizie, a fost verificat pentru următoarele date de proiectare:

$S=62$ MVA; $U=10,5/\sqrt{3}$ kV; $f=50$ Hz; $\cos \varphi=0,9$; $m=3$; $p=8$; $\eta=0,986$. Mașina optimă din punct de vedere al masei materialelor active ($G=150,562$ t) are dimensiunile rotorice: $L_p=2,415$ m; $h_p=0,316$; $h_k=0,231$ m; $b_p=0,545$ m; $b_k=0,387$ m. Dimensiunile principale statorice sînt: $D=3,652$ m; $L=2,102$ m. Numărul de spire ale fazei statorice $N=21$, respectiv ale înfășurării de excitație $N_E=912$.

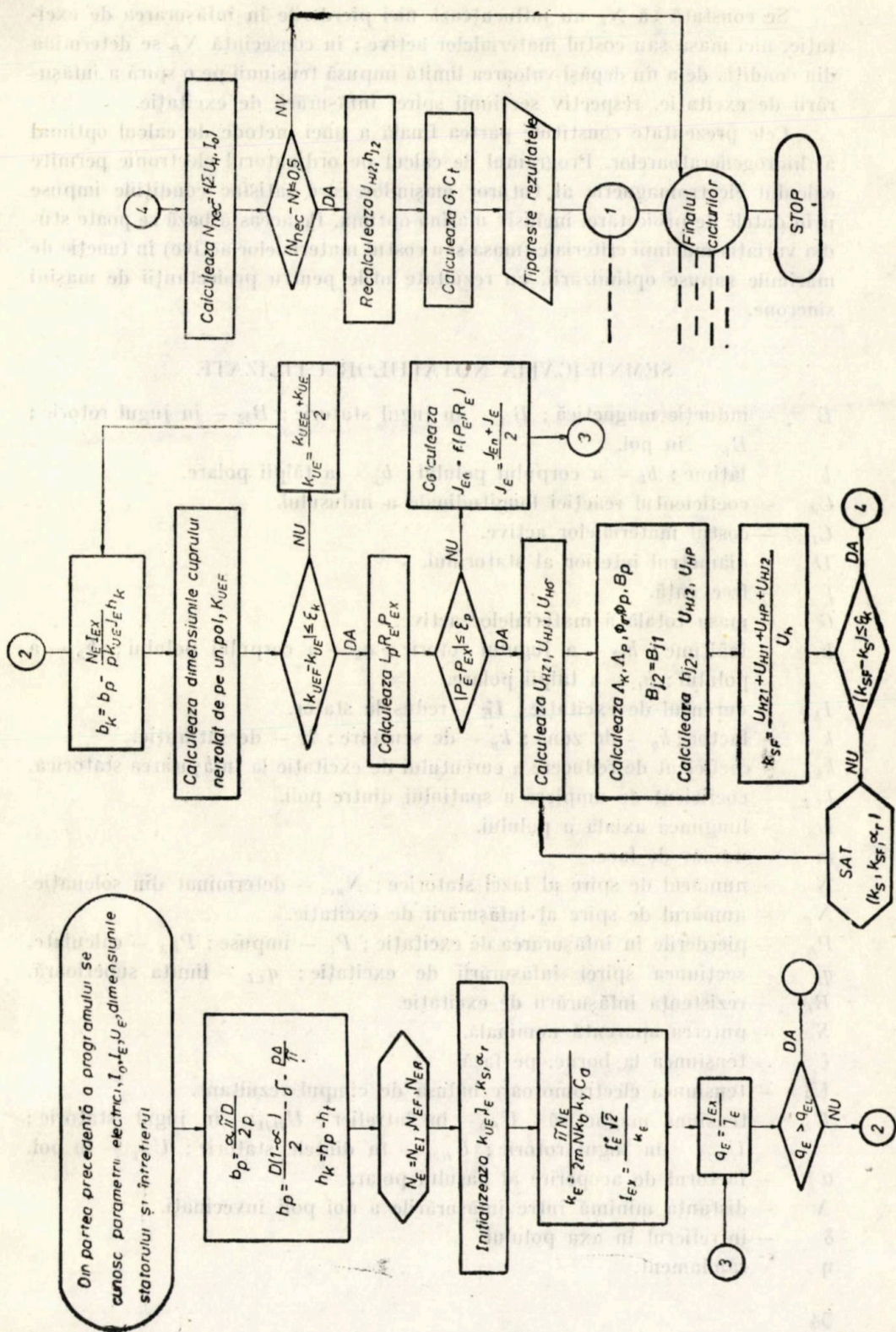


Fig. 2. Organigrama pentru calculul electromagnetic al rotorului.

Se constată că N_E nu influențează nici pierderile în înfășurarea de excitație, nici masa sau costul materialelor active; în consecință N_E se determină din condiția de a nu depăși valoarea limită impusă tensiunii pe o spiră a înfășurării de excitație, respectiv secțiunii spirei înfășurării de excitație.

Cele prezentate constituie partea finală a unei metode de calcul optimal al hidrogeneratoarelor. Programul de calcul pe calculatorul electronic permite calculul electromagnetic al tuturor mașinilor care satisfac condițiile impuse prin datele de proiectare, inclusiv mașina optimă. Pe această bază se poate studia variația mărimii criteriale (masa sau costul materialelor active) în funcție de mărimile supuse optimizării, cu rezultate utile pentru proiectanții de mașini sincrone.

SEMNIFICAȚIA NOTAȚILOR UTILIZATE

- B — inducție magnetică; B_{j1} — în jugul statoric; B_{j2} — în jugul rotor; B_p — în pol.
- b — lățime; b_k — a corpului polului; b_p — a tălpii polare.
- C_d — coeficientul reacției longitudinale a indusului.
- C_t — costul materialelor active.
- D — diametrul interior al statorului.
- f — frecvență.
- G — masa totală a materialelor active.
- h — înălțime; h_{j2} — a jugului rotor; h_k — a corpului polului; h_p — a polului; h_t — a tălpii polare.
- I_{EX} — curentul de excitație; I_E^* — redus la stator.
- k — factor; k_b — de zonă; k_y — de scurtare; k_s — de saturație.
- k_E — coeficient de reducere a curentului de excitație la înfășurarea statorică.
- k_{UE} — coeficient de umplere a spațiului dintre poli.
- L_p — lungimea axială a polului.
- m — număr de faze.
- N — numărul de spire al fazei statorice; N_{mec} — determinat din solenație.
- N_E — numărul de spire al înfășurării de excitație.
- P_E — pierderile în înfășurarea de excitație; P_E — impuse; P_{EX} — calculate.
- q_E — secțiunea spirei înfășurării de excitație; q_{EL} — limita superioară.
- R_E — rezistența înfășurării de excitație.
- S — puterea aparentă nominală.
- U — tensiunea la borne, pe fază.
- U_e — tensiunea electromotoare indusă de cîmpul rezultat.
- U_H — tensiune magnetică; $U_{H\delta}$ — în întrefier; U_{Hj1} — în jugul statoric; U_{Hj2} — în jugul rotor; U_{Hz1} — în dinte statoric; U_{Hp} — în pol.
- α — factorul de acoperire al pașului polar.
- Δ — distanța minimă între înfășurările a doi poli învecinați.
- δ — întrefierul în axa polului.
- η — randament.

BIBLOGRAFIE

1. Dordea, T. *Mașini electrice*, Ed. II, București, Editura didactică și pedagogică, 1977.
2. Dordea, T. *Asupra optimizării mașinii de inducție*. În Bul. șt. și tehnic al I. P. „TV” Timișoara, (în curs de publicare).
3. Irhașiu, D. *Optimizarea mașinii sincronice cu poli aparenti, în regim de generator*. În : Bul. șt. și tehnic al I. P. „TV” Timișoara, (în curs de publicare).
4. Liwschitz, M. *Die elektrischen Maschinen*, III, Berechnung und Bemessung, Leipzig und Berlin, Verlag Teubner, 1934.
5. Nürnberg, W. *Die Asynchronmaschine*, Berlin, Springer Verlag, 1963.
6. Richter, R. *Mașini electrice*. București, Editura tehnică. I. Elemente generale de calcul. Mașini de curent continuu, 1958. II. Mașina sincronă și mașina comutatoare, 1959.

ELEKTROMAGNETISCHE BERECHNUNG DES ROTORS EINES HYDROGENERATORS.

ZUSAMMENFASSUNG

Es wird eine optimale Bestimmungsmethode der Synchronmaschine mit Einzelpolen im Generatorregime dargestellt; das Optimisierungskriterium ist das Minimum der Masse und der aktiven Materialkosten.

Die elektromagnetische Berechnung des Rotors eines Hydrogenerators für einen vorgegebenen Stator wird dargestellt.

Der Amortisationskäfing wird nicht dimensioniert.

Die Berechnung an einem elektronischen Rechner wird unter Form einer Organigramme dargestellt.

STUDIUL EXPERIMENTAL AL UNEI SCHEME ELECTRICE
CU RECUPERARE DE ENERGIE PENTRU ÎNCERCAREA
MOTOARELOR ASINCRONE DE MARE PUTERE

DE
V. HEȘCA

1. Introducere

Încercarea unei mașini electrice rotative are la bază o metodă, respectiv o schemă de încercare. Alegerea schemei este în funcție de dotarea ștandului de încercare cu mașini, utilaje și aparate necesare. Din punct de vedere al consumului de energie aceste scheme pot fi cu disipare și cu recuperare de energie. Este știut că metodele de încercare fără recuperare de energie au avantajul că sînt simple și ușor de realizat, dar prezintă marele dezavantaj că nu sînt economice.

În contextul preocupărilor pentru găsirea de metode economice de încercare a motoarelor asincrone se prezintă o metodă ce se bazează pe schema electrică din fig. 1.

2. Prezentarea schemei

Semnificația notațiilor este următoarea :

M este motor asincron de încercat ;

G — generator asincron ;

1, 2 — motoare sincrone ;

3, 4 — generatoare de curent continuu ;

5, 6 — motoare de curent continuu ;

7, 8 — generatoare asincrone.

Schema prezentată este rentabilă acolo unde se încearcă mașini de mare putere și în care caz recuperarea de energie este substanțială.

Pentru prima dată schema a fost realizată și aplicată la Uzinele „Electroputere” din Craiova și s-a compus din mașini, aflate în dotare la momentul respectiv ale căror date tehnice principale rezultă din tabelul de mai jos :

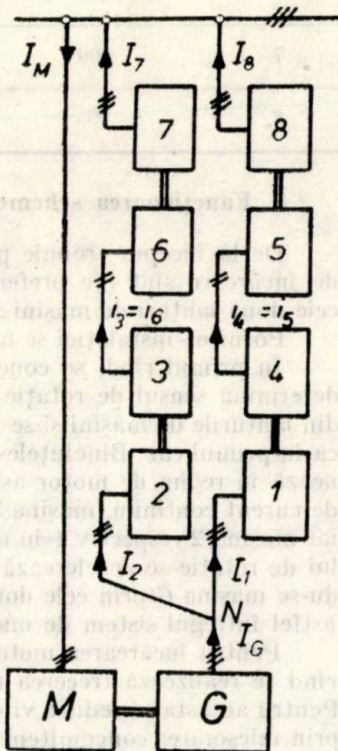


Fig. 1. Schema electrică.

Mașina	Puterea [kW]	Tensiunea [V]	Curentul [A]	Turația [rot./min.]
M	1 000	$U_1=6\ 000$ $U_2=1\ 330$	$I_1=115$ $I_2=445$	990
G	1 000	$U_1=3\ 000$ $U_2=1\ 330$	$I_1=230$ $I_2=445$	990
1	630	$U=6\ 000$ $U=63$	$I=72,1$ $i=175$	750
2	1 000	$U=3\ 150$ $u=56$	$I=183,2$ $i=178$	1 000
3	882	$u=600$ $u_e=175$	$i=1\ 470$ $i_e=12,35$	1 000
4	323	$u=215$ $u_e=175$	$i=1\ 500$ $i_e=23,5$	1 000
5	1 030	$u=730$ $u_e=170$	$i=1\ 500$ $i_e=13$	985
6	815	$u=600$ $u_e=150$	$i=1\ 470$ $i_e=9,3$	985
7	900	$U_1=6\ 000$	$I_1=105$	985
8	705	$U_1=6\ 000$	$I_1=88$	750

3. Funcționarea schemei

De la început trebuie precizat că motorul de încercat *M* și generatorul *G* de încărcare sînt (de preferință) mașini identice. Generatorul *G* debitează pe cele două lanțuri de mașini : 1, 4, 5, 8 (lanțul 1) și 2, 3, 6, 7 (lanțul 2).

Pornirea instalației se face în felul următor :

În primul rînd, se conectează pentru puțin timp mașina *M* la rețea și se determină sensul de rotație. Apoi se alimentează mașina separat de la fiecare din lanțurile de mașini și se verifică dacă sensul de rotație al mașinii este același ca în primul caz. Bineînțeles că în această situație mașina 7 respectiv 8 funcționează în regim de motor asincron, mașina 6 respectiv 5 în regim de generator de curent continuu, mașina 3 respectiv 4 în regim de motor de curent continuu, iar mașina 2 respectiv 1 în regim de generator asincron. După verificarea sensului de rotație se accelerează grupul *M-G* pînă la turația nominală, alimentîndu-se mașina *G* prin cele două lanțuri. Apoi se conectează mașina *M* la rețea și astfel întregul sistem de mașini funcționează în gol.

Pentru încărcarea motorului *M* se procedează în felul următor : În primul rînd se realizează trecerea mașinii *G* în regimul de funcționare ca generator. Pentru aceasta se reduce viteza cîmpului magnetic învîrtit sub cea a rotorului prin micșorarea concomitentă a frecvenței tensiunilor de alimentare ale mașinilor sincrone 1 și 2. Apoi se procedează la trecerea în regim de generator a mașinilor

7 și 8, prin mărirea vitezei la arbore la peste turația sincronă corespunzătoare, fapt ce se realizează cu ajutorul mașinilor 5 și 6. În continuare, distribuirea puterii pe lanțuri se face în funcție de puterea mașinilor respective. În orice caz, puterile mașinilor din cele două lanțuri trebuie să acopere puterea la care se încarcă motorul de încercat. Încărcarea progresivă a lanțurilor de mașini poate fi efectuată în două moduri: a) prin mărirea curentului de excitație la mașinile 3 și 4, care lucrează în regim de generator de curent continuu, și b) prin micșorarea curentului de excitație (slăbire de cîmp) la mașinile 5 și 6, care funcționează în regim de motor de curent continuu.

Cu privire la repartizarea sarcinii pe cele două lanțuri de mașini se precizează că pot exista următoarele situații:

1) se încarcă progresiv și simultan ambele lanțuri de mașini pînă la puterea corespunzătoare a motorului de încercat, cînd puterea respectivă necesară mașinii G pentru magnetizare, se absoarbe de la mașinile 1 și 2;

2) se încarcă ambele lanțuri pînă la o anumită putere sau pînă la limita nominală a lanțului de mașini mai slab (1) și se continuă încărcarea pînă la puterea necesară, la celălalt lanț mai puternic (2). În acest caz mașina G absoarbe puterea reactivă necesară, în prima fază, de la mașinile 1 și 2, iar în faza a doua numai de la mașina 2, mașina 1 funcționînd la factorul de putere maxim.

3) se încarcă ambele lanțuri de mașini la limita inferioară de la care se începe încărcarea motorului de încercat, după care se continuă încărcarea cu lanțul mai puternic. Astfel, în acest caz, lanțul mai slab lucrează tot timpul la putere constantă, iar mașina 1 cu factorul de putere maxim.

În cadrul lucrării de față autorul a studiat ultimul caz.

Modul de variație al mărimilor electrice din mașinile componente precum și gradul de încărcare, rezultă din caracteristicile ridicate pe cale experimentală.

Astfel, în fig. 2 se reprezintă variația curenților și tensiunilor la mașinile M , G , 1, 2, 7 și 8 în funcție de cuplul la arborele motorului de încercat M . În fig. 3 se reprezintă variația aceluiași curenți, dar considerați la o tensiune identică de 3 kV. În acest caz se poate vedea și aprecia mai bine raportul valoric între curenți, intrucît în această situație toți curenții sînt absorbiți sau debitați la aceeași tensiune.

În fig. 4 se reprezintă modul de variație al puterilor active ale mașinilor precum și a puterii reactive Q necesară mașinii G absorbită de la mașina 2, în funcție de cuplul la arborele motorului de încercat M .

În fig. 5 este reprezentată variația factorului de putere al mașinilor M , G , 1, 2, 7 și 8 în funcție de același cuplu la arborele motorului M .

În continuare, se va reprezenta modul de variație al mărimilor electrice (tensiuni și curenți) ale mașinilor de curent continuu precum și ale circuitelor de excitație ale mașinilor sincrone.

Astfel în fig. 6 sînt prezentate variațiile tensiunilor și curenților de excitație ale mașinilor 1, 3, 4, 5, 6 precum și tensiunea circuitului de excitație al mașinii sincrone 2, în funcție de cuplul la arborele motorului de încercat.

În fig. 7 se reprezintă în funcție de cuplul dezvoltat la arborele motorului încercat, variațiile tensiunilor și curenților de sarcină ale mașinilor 3, 4, 5, 6 precum și variația curentului de excitație la mașina sincronă 2.

Cunoscînd variațiile puterilor active absorbite precum și a puterilor recuperate (fig. 4), se poate trasa variația puterii totale absorbite P_{abs} și a celei recuperate P_{rec} , diferența dintre ele reprezentînd pierderile totale din mașinile ce compun schema (fig. 8.).

Diagrama fazorială a tensiunii și curenților în nodul N de la ieșirea din generatorul asincron de încărcare G , corespunzătoare încărcării nominale a motorului de încercat, este arătată în fig. 9.

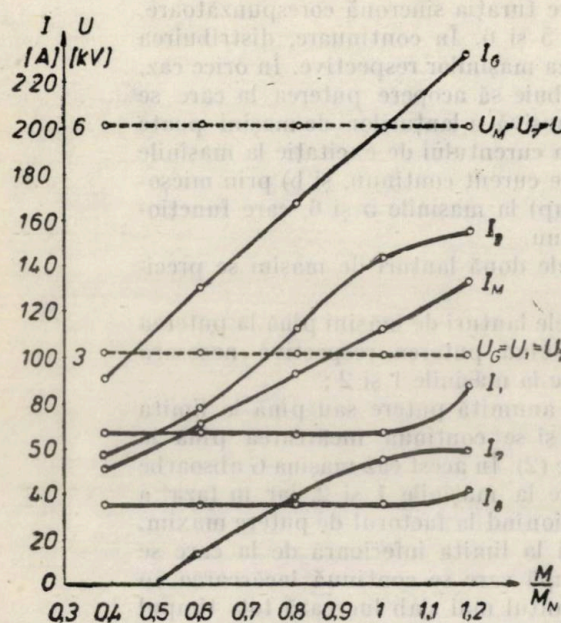


Fig. 2. Variația curenților și tensiunilor circuitelor de forță

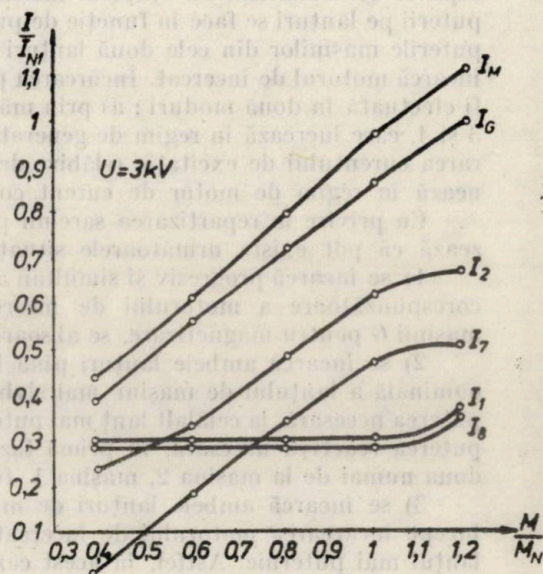


Fig. 3. Variația curenților de forță la tensiunea de 3 kV.

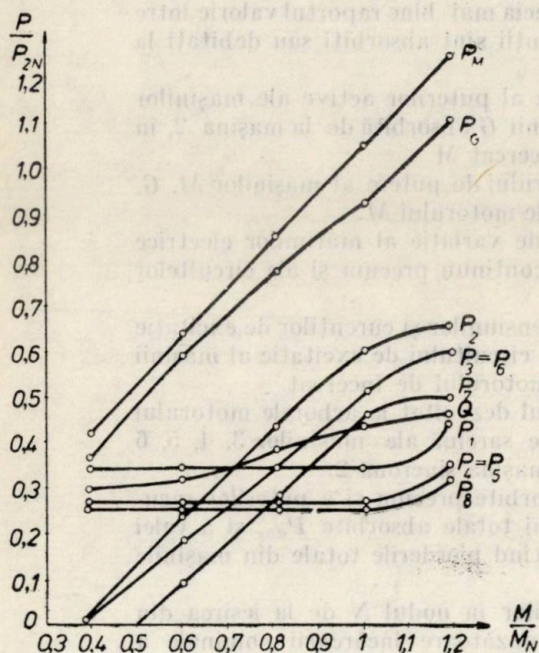


Fig. 4. Variația puterilor.

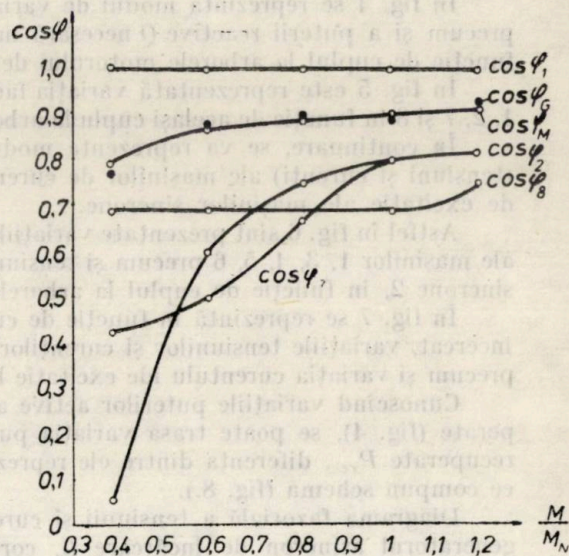


Fig. 5. Variația factorului de putere.

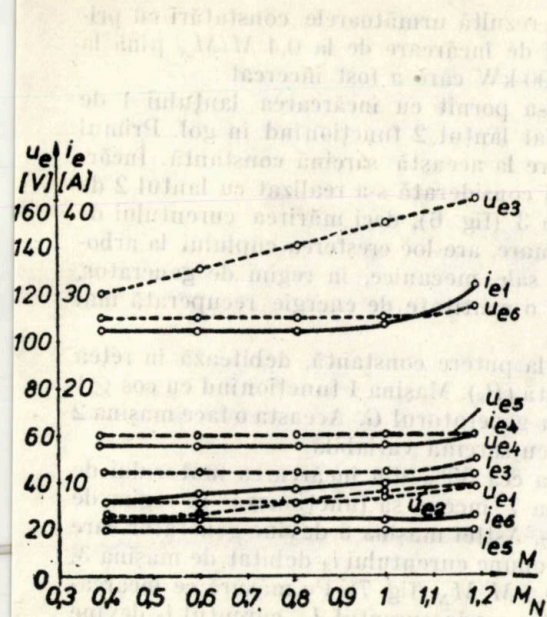


Fig. 6. Variația curenților și tensiunilor de excitație.

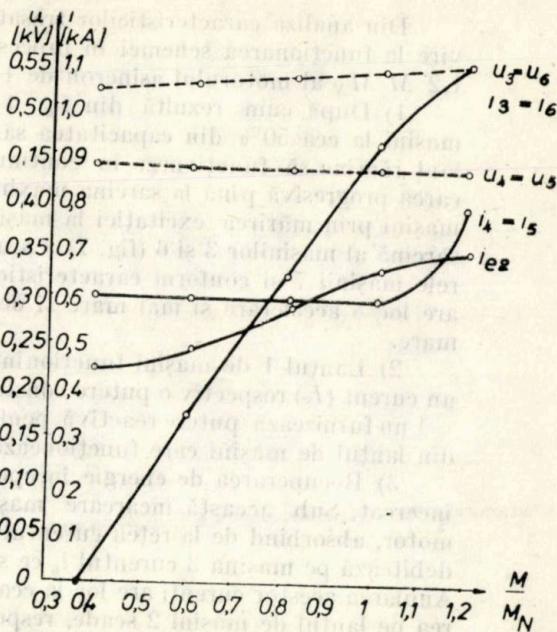


Fig. 7. Variația curenților și tensiunilor de sarcină.

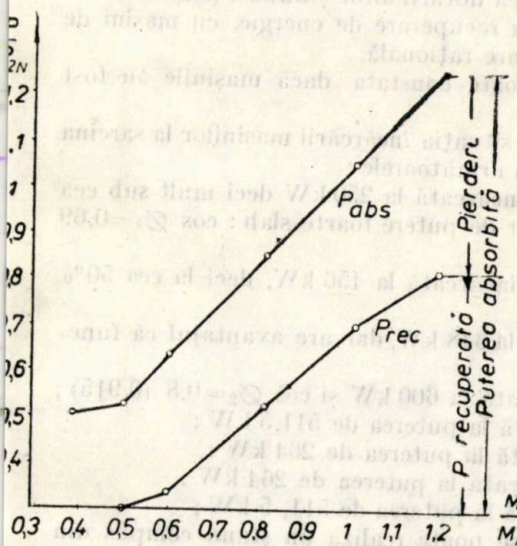


Fig. 8. Variația puterilor absorbită și recuperată.

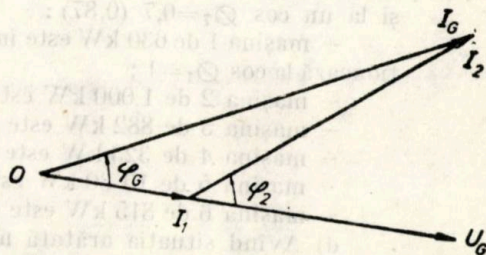


Fig. 9. Diagrama fazorială a tensiunii și curenților.

Din analiza caracteristicilor trasate rezultă următoarele constatări cu privire la funcționarea schemei în procesul de încărcare de la $0,4 M/M_N$ până la $1,2 M/M_N$ al motorului asincron de 1 000 kW care a fost încercat :

1) După cum rezultă din fig. 4 s-a pornit cu încărcarea lanțului 1 de mașini la cca 50% din capacitatea sa, iar lanțul 2 funcționând în gol. Primul lanț rămâne să funcționeze în continuare la această sarcină constantă. Încărcarea progresivă până la sarcina maximă considerată s-a realizat cu lanțul 2 de mașini prin mărirea excitației la mașina 3 (fig. 6), deci mărirea curentului de sarcină al mașinilor 3 și 6 (fig. 7). Ca urmare, are loc creșterea cuplului la arboarele mașinii 7 și conform caracteristicii sale mecanice, în regim de generator, are loc o accelerare și mai mare și deci o cantitate de energie recuperată mai mare.

2) Lanțul 1 de mașini funcționând la putere constantă, debitează în rețea un curent (I_8) respectiv o putere constantă (P_8). Mașina 1 funcționând cu $\cos \varnothing_1 = 1$ nu furnizează putere reactivă pentru generatorul G . Aceasta o face mașina 2 din lanțul de mașini care funcționează cu sarcină variabilă.

3) Recuperarea de energie începe la cca 50% din încărcarea motorului de încercat. Sub această încărcare mașina 7 începe să funcționeze în regim de motor, absorbind de la rețea curentul I_7 . Astfel mașina 6 devine generator care debitează pe mașina 3 curentul i_6 ce se opune curentului i_3 debitat de mașina 3. Anularea acestor curenți are loc la cca $0,4 M/M_N$ (fig. 7). Pe măsură ce încărcarea pe lanțul de mașini 2 scade, respectiv scade curentul I_2 , curentul i_3 devine mai mic decât i_6 și mașina 3 devine motor ce antrenează mașina 2 devenită generator sincron care debitează pe G . În practică nu se ajunge până la această situație întrucât nu interesează din punct de vedere al scopului urmărit.

4. Concluzii :

a) Datorită numărului mare de mașini ce compun schema, randamentul este scăzut ;

b) Studiul efectuat este util în vederea dotării altor standuri pentru încercat motoare asincrone de mare putere cu recuperare de energie, cu mașini de putere corespunzătoare și deci cu exploatare rațională.

c) Din analiza caracteristicilor se poate constata dacă mașinile au fost alese corespunzător sau nu.

Astfel în cazul de față dacă analizăm situația încărcării mașinilor la sarcina nominală a motorului încercat se constată următoarele :

— mașina 8 de putere 750 kW este încărcată la 250 kW deci mult sub cea nominală și deci funcționează la un factor de putere foarte slab : $\cos \varnothing_8 = 0,69$ ($\cos \varphi_{8N} = 0,87$) ;

— mașina 7 de putere 900 kW este încărcată la 456 kW, deci la cca 50% și la un $\cos \varnothing_7 = 0,7$ ($0,87$) ;

— mașina 1 de 630 kW este încărcată la 348 kW, dar are avantajul că funcționează la $\cos \varnothing_1 = 1$;

— mașina 2 de 1 000 kW este încărcată la 600 kW și $\cos \varnothing_2 = 0,8$ ($0,915$) ;

— mașina 3 de 882 kW este încărcată la puterea de 511,5 kW ;

— mașina 4 de 323 kW este încărcată la puterea de 264 kW ;

— mașina 5 de 10 30 kW este încărcată la puterea de 264 kW ;

— mașina 6 de 815 kW este încărcată la puterea de 511, 5 kW ;

d) Având situația arătată mai sus se poate realiza un stand compus din mașini de putere corespunzătoare și care să lucreze la factor de putere maxim, pierderi minime în mașini și ca urmare putere recuperată mai mare.

Acest fapt se poate oglindi în următoarea situație statistică considerînd, spre exemplificare, cazul de la încărcarea nominală la arborele motorului încercat :

1) În cazul de față :

Puterea absorbită de la rețea : $P_{abs} = P_M = 1\,055\text{ kW}$

Puterea recuperată : $P_{rec} = P_7 + P_8 = 707,4\text{ kW}$

Pierderile din mașini : $P = 347,6\text{ kW}$

2) În cazul în care pe baza studiului efectuat s-ar reliza un stand de încercare care să aibă la bază schema propusă și cu mașini de puteri corespunzătoare, ar rezulta o economie de energie substanțială.

Astfel, numai dacă s-ar schimba mașinile 7 și 8 cu altele de putere strict necesare (500 kW respectiv 250 kW) ar rezulta în plus o putere recuperată de cca 105 kW.

Studiul critic întreprins în lucrarea de față este util și poate constitui un mijloc științific și economic pentru fabricile constructoare de mașini electrice rotative de mare putere, de realizare de standuri pentru încercarea motoarelor asincrone de mare putere, cu recuperare de energie, avînd la bază schema propusă.

BIBLIOGRAFIE

1. Metode noi utilizate la încercarea mașinilor electrice, I.D.T., București, 1966.
2. D o r d e a T. Mașini electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1970.
3. J e r v e G. K. Încercările mașinilor electrice rotative. Editura tehnică, București, 1972.

EXPERIMENTAL STUDY OF AN ELECTRIC SCHEME CONCERNING ENERGY GAIN IN TESTING HIGH-POWER ASYNCHRONOUS MOTORS

SUMMARY

The paper presents an experimental study carried out according to a scheme of testing high-power asynchronous motors with energy gain.

The scheme is used in the „Electroputere“ plant in Craiova and consists of two machine chains. The experimental characteristics show the behaviour of the machines within the scheme from no-load to full lead.

The results obtained demonstrate the inadequate choice of some machines taking into consideration their power. Thus, the scheme presents a reserve of power to be gained through adequate choice of all the machines included in the scheme.

CRITERII DE APRECIERE A FUNCȚIONĂRII CORECTE A SCHEMELOR DE COMANDĂ A ECHIPAMENTELOR ELECTRICE

DE

AL. VASILIEVICI L. MOLDOVAN

La utilizarea contactoarelor sau releelor electromagnetice într-o schemă de automatizare poate să apară situația ca, din cauza rezistențelor de contact sporite ale elementelor de circuit înseriate, în condițiile existenței unei tensiuni de alimentare mai mici decât cea nominală, însă care se găsește între limitele admise prin norme [1], să nu aibă loc o funcționare corectă a schemei. Nefuncționarea corectă a schemei de automatizare utilizând asemenea dispozitive electromagnetice de comutație (DEC) montate în serie cu contactele butoanelor de comandă, limitatoarelor de cursă și cele ale dispozitivelor de automenținere sau blocaj etc., ilustrată principal în figura 1, poate produce pagube însemnate, prin defectarea utilajelor, întreruperea funcționării instalației automatizate, reducerea productivității etc.

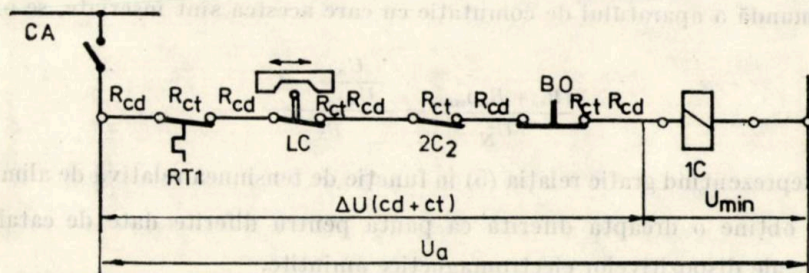


Fig. 1. Schemă principală de comandă și blocaj utilizând contactor electromagnetic :

1C — Bobina contactorului electromagnetic; CA — Contact N.D. de comandă a schemei de automatizare; BO — Buton de oprire cu contact N.I.; RT1 — Contact N.I. al protecției termobimetalice; LC — Contact N.I. al limitatorului de cursă; 2C2 — Contact N.I. de blocaj a funcționării schemei de automatizare.

La funcționarea manuală a unei asemenea scheme, nefuncționarea corectă a instalației automatizate în condițiile în care nu există o defecțiune anumită nu are o importanță prea mare deoarece, la repetarea comenzii, instalația lucrează din nou, corect. La funcționarea automată a instalației însă, o nefuncționare corectă a schemei are implicațiile foarte serioase, amintite mai sus.

În figura 1 se poate vedea că cea mai mare cădere de tensiune admisibilă pe conductoarele și contactele circuitului de automatizare, $\Delta U_{(cd+ct) max}$ pentru ca schema să funcționeze totuși corect, este dată de diferența dintre tensiunea de alimentare U_a și tensiunea minimă de acționare U_{min} a DEC (contactor, releu, etc.) conform relației (1):

$$\Delta U_{(cd+ct) max} = U_a - U_{min} \quad (1)$$

Căderea de tensiune pe conductoarele și contactele circuitului de automatizare va fi determinată de rezistențele de contact R_{ct} și rezistențele conductoarelor de legătură R_{cd} precum și de curentul minim I_{min} de acționare al bobinei DEC pentru care se garantează funcționarea corectă a aparatului de comutație, funcționînd la limita inferioară a tensiunii de alimentare, conform relației:

$$\Delta U_{(cd+ct) max} = (R_{cd} + R_{ct})_{max} I_{min} \quad (2)$$

În ipoteza invarianței rezistenței înfășurării DEC de la o acționare la alta, curentul minim de acționare al acestuia I_{min} se poate exprima în funcție de parametri nominali de comandă ai aparatului de comutație: putere P_N , tensiune U_N și curent I_N , sub forma:

$$I_{min} = \frac{P_N}{U_N} \cdot \frac{U_{min}}{U_N}, \quad (3)$$

care înlocuind-o în (2) și ținînd cont de (1) ne conduce la:

$$(R_{cd} + R_{ct})_{max} = \left(\frac{U_a}{U_{min}} - 1 \right) \frac{U_N^2}{P_N} \quad (4)$$

Pentru a obține o mărime caracteristică, independentă de tensiunea nominală a înfășurării de comandă a dispozitivului electromagnetic, raportînd valoarea maximă a rezistențelor din circuitul de comandă, la pătratul tensiunii nominale de comandă a aparatului de comutație cu care acestea sînt înseriate, se obține:

$$\frac{(R_{cd} + R_{ct})_{max}}{U_N^2} = \frac{\frac{U_a}{U_{min}} - 1}{P_N} \quad (5)$$

Reprezentînd grafic relația (5) în funcție de tensiunea relativă de alimentare $\frac{U_a}{U_N}$ se obține o dreaptă diferită ca pantă pentru diferite date de catalog P_N și U_{min} ale dispozitivelor electromagnetice amintite.

De exemplu pentru un contactor electromagnetic TCA 10 alimentat în curent continuu în circuitul său de comandă, avînd [1] puterea absorbită de bobină $P_N = 10$ W și tensiunea minimă de acționare $U_{min} = 0,85 U_N$, caracteristica dată de relația 5 este reprezentată grafic în figura 2.

Dacă, rezultînd în urma unor măsurători profilactice, valorile rezistențelor relative din circuitul de comandă se situează în imediata apropiere sau deasupra caracteristicii din fig. 2, se poate afirma că există riscul funcționării nereușite a schemei de automatizare, utilizînd contactor electromagnetic a cărei caracteristică (5) a fost trasată pe baza datelor lui de catalog.

În acest caz se impune fie curățirea sau înlocuirea contactelor butoanelor sau elementelor de comandă din circuitul respectiv fie revizuirea și stringerea corectă în clemele de contact a conductoarelor cu care este realizată schema.

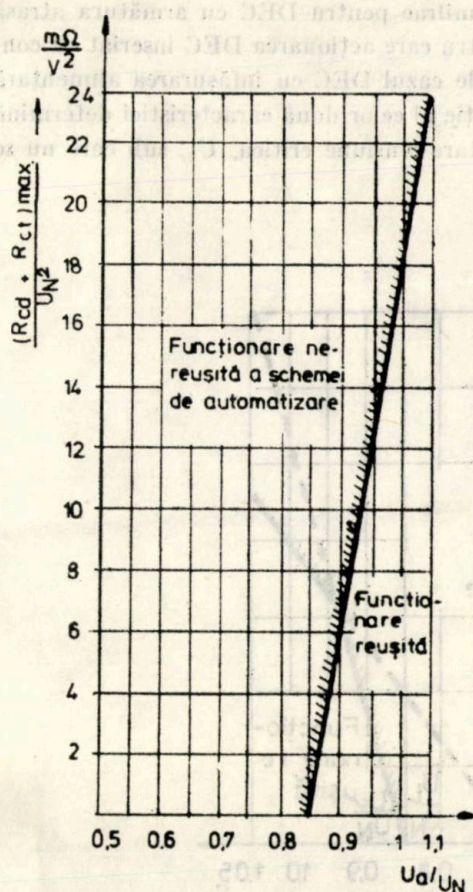


Fig. 2. Caracteristica $\frac{(R_{cd} + R_{ct})_{max}}{U_N^2}$ a unui contactor TCA-10 cu înfășurarea alimentată în curent continuu în funcție de tensiunea relativă de alimentare U_a/U_N

Luind și în acest caz contactorul TCA-10 cu înfășurarea de comandă alimentată în curent alternativ avem [1] puterea absorbită de bobină de 55 W pentru DEC în poziția deschis și 17 W pentru DEC în poziția închis. Conform [2] tensiunea minimă de lucru $U_L = 0,85 U_N$ iar tensiunea minimă de acționare U_A care învinge cuplurile antagoniste o considerăm $U_A = 0,7 U_N$. Reprezentarea grafică a relațiilor (6) și (7) pentru acest caz, figura 3, ne arată că, dacă DEC are o tensiune minimă de acționare U_A mai mică decât tensiunea minimă garantată U_L — caz general valabil la DEC cu înfășurarea alimentată în curent alternativ — pentru că puterea absorbită de DEC având armătura neatrăsă este de câteva ori mai mare decât puterea absorbită de DEC cu armătura atrasă, panta rezistențelor maxim admisibile raportate din circuit este mai mică decât

În cazul DEC cu înfășurarea de comandă în curent alternativ, curentul ce determină acționarea aparatului, depinde de valoarea întrefierului din circuitul său magnetic.

Deosebim astfel, U_A , tensiunea minimă de acționare la care armătură mobilă a DEC trece din stare de repaus în stare de mișcare și U_L , tensiunea minimă de lucru, garantată prin norme [2] la care are loc acționarea sigură a DEC. Cu aceste mărimi, rezistențele maxime raportate din circuit, devin :

$$\frac{(R_{cd} + R_{ct})_{max}}{U_N^2} = \frac{\frac{U_a}{U_A} - 1}{P_{N \text{ deschis}}} \quad (6)$$

$$\frac{(R_{cd} + R_{ct})_{max}}{U_N^2} = \frac{\frac{U_a}{U_L} - 1}{P_{N \text{ închis}}} \quad (7)$$

care reprezentate grafic în funcție de valoarea tensiunii relative de alimentare ne permite să stabilim limita domeniului pentru care va avea loc o acționare corectă a schemei electromagnetice.

cea corespunzătoare caracteristicilor similare pentru DEC cu armătura atrasă rezultând o micșorare a domeniului pentru care acționarea DEC inseriat cu contractele de comandă, este sigură față de cazul DEC cu înfășurarea alimentată în curent continuu. Punctul de intersecție al celor două caracteristici determină valoarea minimă a tensiunii de alimentare-tensiune critică, U_{cr} sub care nu se obțin comutări corecte.

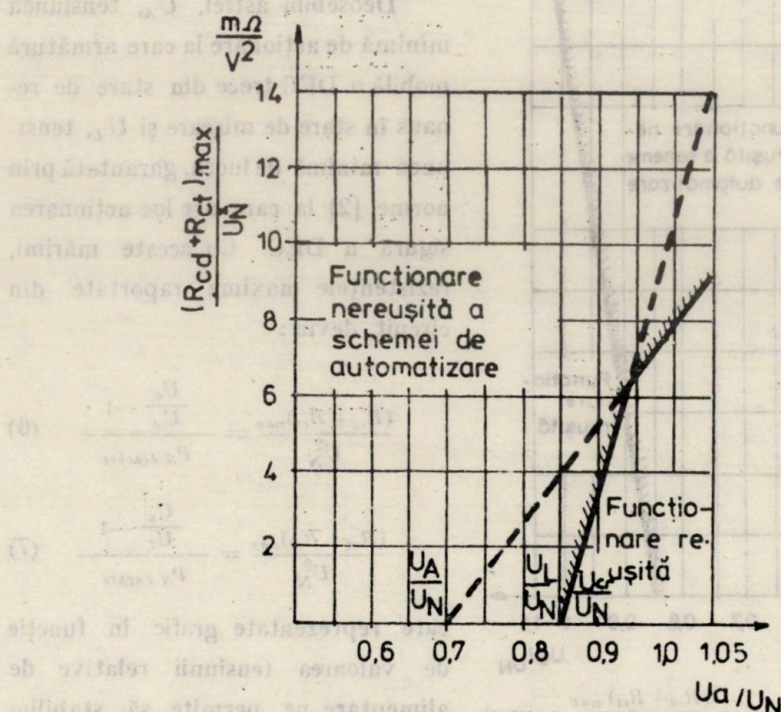


Fig. 3. Caracteristica rezistențelor maxim admisibile raportate a unui contactor TCA-10 cu înfășurarea alimentată în curent alternativ.

Această tensiune critică U_{cr} rezultă din relațiile (6) și (7). Astfel,

$$\frac{\frac{U_{cr}}{U_A} - 1}{P_{N \text{ deschis}}} = \frac{\frac{U_{cr}}{U_L} - 1}{P_{N \text{ închis}}} \quad (8)$$

de unde :

$$U_{cr} = U_A \cdot U_L \frac{P_{N \text{ închis}} - P_{N \text{ deschis}}}{U_L \cdot P_{N \text{ închis}} - U_A \cdot P_{N \text{ deschis}}} \quad (9)$$

și în care relație, valorile U_A , U_L , $P_{N \text{ deschis}}$ și $P_{N \text{ închis}}$ sînt date de catalog sau determinate experimental pentru fiecare DEC alimentat în curent alternativ.

Impunînd deci, ca tensiunea minimă din circuitul de comandă să fie superioară tensiunii critice U_{cr} pentru orice situație a funcționării schemei și ca suma rezistențelor din circuit raportate să se situeze sub caracteristica din

figura 3, pentru orice tensiune de alimentare superioară tensiunii minime garantate, se asigură funcționarea corectă a DEC comandat în curent alternativ.

Prin măsurători profilactice, pentru fiecare circuit al unei scheme de automatizare conținând DEC alimentate în curent continuu sau alternativ, se poate determina mărimea rezistențelor de contact și ale circuitului, și aprecia, după criteriile prezentate mai sus, dacă există sau nu riscul nefuncționării corecte a DEC. Stabilind printr-o suită de măsurători efectuate la momente diferite de funcționare a unei scheme date, tendința de creștere a rezistențelor din circuit raportate, se poate fundamenta științific planul de întreținere și mentenanță al instalației automatizate, asigurând prin aceasta o funcționare corespunzătoare a aparaturii comandate.

BIBLIOGRAFIE

1. Cănescu T., Huhulescu M., Dordea T.: Aparate electrice de joasă tensiune — Îndreptar, Editura Tehnică, București, 1977.
2. * * * STAS : 4479-74

DES CRITÈRES POUR L'APPRECIATION DU FONCTIONNEMENT CORRECT DES SCHÉMAS DE COMMANDE D'EQUIPEMENTS ELECTRIQUES

RESUMÉ

On présente dans cet ouvrage des critères pour l'appréciation du fonctionnement correct des schémas d'automatisation quelles ont des contacteurs électromagnétiques avec l'enroulement alimentée en c.c. ou en c.a., à base du mesure des resistances des conducteurs et des resistances de contact enseriées dans le circuit.

CONTRIBUȚII CU PRIVIRE LA CALCULUL DIAGRAMEI DE
ÎNCĂLZIRE A MAȘINILOR ELECTRICE, CU CONSIDERAREA
VARIAȚIEI REZISTENȚEI ÎNFĂȘURĂRILOR ÎN FUNCȚIE
DE TEMPERATURĂ

DE

Șef lucr. dr. ing. ST. BARTZER

1. Introducere

În ansamblul activităților legate de proiectarea acționărilor electrice, calculul puterii mașinilor electrice de acționare constituie o problemă esențială. Prin admiterea ipotezelor simplificatoare ale teoriei clasice [1, pct. 1.8 și cap. 3], rezultatele calculelor de alegere a puterii și de verificare la încălzire a mașinilor electrice de acționare sînt afectate de erori. Avînd în vedere răspîndirea largă și utilitatea practică a metodelor de calcul bazate pe teoria clasică, se impune justificat necesitatea unui studiu privind factorii care influențează exactitatea rezultatelor calculelor efectuate cu formulele teoriei clasice și privind posibilitățile de apropiere a acestor rezultate de realitate, prin extinderea teoriei clasice și stabilirea potrivită a datelor inițiale.

În lucrare se prezintă o metodă nouă, originală, pentru includerea în calcule a fenomenului de variație în funcție de temperatură a rezistenței electrice a înfășurărilor, $R(\tau)$.

2. Punerea problemei

Datorită fenomenului $R(\tau)$, neglijat în teoria clasică, chiar la funcționarea la sarcină constantă, $P, M, I = \text{const.}$, componenta variabilă v din pierderile totale $p = k + v$, responsabile de încălzirea mașinilor electrice, nu este în realitate constantă, ci crește cu creșterea supratemperaturii $\theta = \tau - \tau_a$ după legea:

$$v = v_{(a)}(1 + \alpha_{(a)}\theta) = f[\theta(t)], \quad (1)$$

Cu indicele (a) sînt notate valorile pierderilor variabile $v_{(a)}$ și totale $p_{(a)} = k + v_{(a)}$ și ale coeficientului de temperatură $\alpha_{(a)} = 1/(235 + \tau_a)$ — pentru cupru, respectiv $\alpha_{(a)} = 1/(245 + \tau_a)$ — pentru aluminiu, corespunzătoare la temperatura mediului ambiant τ_a [°C]. Prin k se înțelege suma considerată constantă a pierderilor în fier și prin frecare și, eventual, în funcție de tipul mașinii electrice, în înfășurarea de excitație în derivație [1, pct. 1.9].

Pe baza cercetărilor efectuate de mai mulți autori [3, ... 8], ținînd seama de variația în funcție de temperatură a pierderilor:

$$p = k + v_{(a)}(1 + \alpha_{(a)}\theta) = p_{(a)} + \alpha_{(a)}v_{(a)}\theta, \quad (2)$$

scriind ecuația bilanțului energetic [2] sub forma :

$$(p_{(a)} + \alpha_{(a)} v_{(a)} \theta) dt = C d\theta + A \theta dt$$

și mai departe sub forma :

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{\frac{C}{A - \alpha_{(a)} v_{(a)}}} \theta = \frac{p_{(a)}}{C} = \frac{1}{\frac{C}{A - \alpha_{(a)} v_{(a)}}} \cdot \frac{p_{(a)}}{A - \alpha_{(a)} v_{(a)}}, \quad (3)$$

dacă pentru constanta de timp termică T și supratemperatura staționară θ_{∞} a mașinii electrice se admit expresiile :

$$T = \frac{C}{A - \alpha_{(a)} v_{(a)}}, \quad (4), \text{ respectiv : } \theta_{\infty} = \frac{p_{(a)}}{A - \alpha_{(a)} v_{(a)}}, \quad (5)$$

atunci rezultă că ecuația diferențială a încălzirii și răcirii mașinilor electrice obține aceeași formă ca în teoria clasică, adică :

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{T} \theta = \frac{p_{(a)}}{C} = \frac{1}{T} \theta_{\infty} \quad (6)$$

și legea de variație în funcție de timp a supratemperaturii este tot o exponențială [1, pct. 1.8.1.].

S-au mai notat : C — capacitatea termică a mașinii și A — capacitatea de transmitere a căldurii de la corpul mașinii la mediul înconjurător.

Sub forma cunoscută din literatură, formulele (4) și (5) nu sînt potrivite pentru calculele practice, din următoarele motive :

- valoarea determinabilă din datele de catalog a pierderilor variabile nu este raportată la temperatura mediului ambiant τ_a , ci la „temperatura de calcul“ τ_c , care conform [9] are valoarea dată în funcție de clasa de izolație a înfășurării și anume : $\tau_c = 75^\circ\text{C}$, pentru clasele A , E și B și $\tau_c = 115^\circ\text{C}$, pentru clasele F , H și C ;

- nu este precizat cu ce valoare a capacității de transmitere a căldurii este bine să se efectueze calculele.

Pentru a înlătura această lacună s-a elaborat metoda de calcul prezentată în continuare.

3. Stabilirea formulelor de calcul

În cele ce urmează se marchează cu indicele „ R “ valorile mărimilor τ , θ , A și T calculate cu luarea în considerare a fenomenului R (τ_R).

Pentru ca în expresiile mărimilor T_R și $\theta_{R\infty}$ să apară pierderile la temperatura de calcul τ_c , se repetă raționamentul aplicat la scrierea relațiilor (2), ... (6), dar cu pierderile totale p , corespunzătoare la temperatura oarecare τ_R , exprimate sub forma :

$$\begin{aligned} p &= k + v = k + v_{(c)} [1 + \alpha_{(c)} (\tau_R - \tau_c)] = \\ &= p_{(c)} + \alpha_{(c)} v_{(c)} \theta_R - \alpha_{(c)} (\theta_{(c)} - \Delta \tau_{(a)}), \end{aligned} \quad (7)$$

în care s-au înlocuit :

$$\alpha_{(c) Cu} = 1/(235 + \tau_c) ; \quad \alpha_{(c) Al} = 1/(245 + \tau_c) ; \quad (8)$$

$$p_{(c)} = k + v_{(c)} ; \quad (9)$$

$$\tau_R - \tau_c = (\tau_R - \tau_a) + (\tau_a - \tau_{aN}) - (\tau_c - \tau_{aN}) = \theta_R + \Delta\tau_a - \theta_c \quad (10)$$

În relația (10), prin :

$$\theta_R = \tau_R - \tau_a \quad (11)$$

s-a notat supratemperatura medie a înfășurării, calculată față de temperatura reală a mediului de răcire, τ_a , care, în general, diferă de cea nominală standard $\tau_{aN} = +40^\circ\text{C}$ [9] cu :

$$\Delta\tau_a = \tau_a - \tau_{aN} \quad (12)$$

Supratemperatura de calcul :

$$\theta_c = \tau - \tau_{aN} \quad (13)$$

a fost exprimată în raport cu τ_{aN} pentru a putea indica valorile standard din tabelul 1.

Valorile coeficientului de temperatură $\alpha_{(c)}$, ale supratemperaturii θ și ale termenului : $1 - \alpha_{(c)}\theta_c$.

Tabelul 1

Clasa de izolație	τ_c °C	θ_c grd.	$\alpha_{(c)}$ ($1 - \alpha_{(c)}\theta$) 1/°C	
			Pentru înfășurări cu conductor din cupru	Pentru înfășurări cu conductori din aluminiu
A, E, B	75	35	$3,226 \cdot 10^{-3}$ (0,88709)	$3,125 \cdot 10^{-3}$ (0,89063)
F, H, C	115	75	$2,857 \cdot 10^{-3}$ (0,78573)	$2,778 \cdot 10^{-3}$ (0,79165)

Pe baza celor stabilite în [1, pct. 3.3], se recomandă efectuarea calculelor cu o valoare a capacității de transmitere a căldurii egală cu A_x , determinată cu ajutorul relației :

$$A_{(x)} = A_{(N)} (\theta_x / \theta_N)^{v-1} = \beta A_N (\theta_x / \theta_N)^{v-1}, \quad (14)$$

unde A_N reprezintă valoarea corespunzătoare la supratemperatura nominală θ_N și la condițiile de ventilație reale, iar coeficientul de corecție $\beta = A_{(N)} / A_N$ evidențiază deosebirile existente între condițiile de ventilație reale și cele nominale [2]. La funcționarea mașinii electrice în condițiile de ventilație nominale $\beta = 1$ și capacitatea de transmitere a căldurii are valoarea $A_{N(x)}$ la supratemperatura θ_x și $A_{N(N)} = A_N$ la supratemperatura nominală θ_N .

Pentru ca erorile datorită fenomenului $A(\theta)$ să fie admisibile, respectiv să nu fie defavorabile din punctul de vedere al solicitării termice a înfășurării, se recomandă ca valoarea supratemperaturii θ_x să fie stabilită în funcție de caracteristicile serviciului de exploatare al mașinii electrice, în felul arătat în [1, tab. 3.5]. În principiu, θ_x nu trebuie să depășească valoarea medie a supratemperaturii reale pe ciclul de calcul.

La aplicarea formulei (14) și a celor care decurg din ea trebuie să se țină seama de dependența dintre v și β , care, admitându-se liniară, poate fi exprimată sub forma :

$$v = v_p - \frac{\alpha v_p - v_N}{1 - \beta_R} (\beta - \beta_p), \quad (15)$$

unde indicele „N” se referă la condițiile de ventilație nominale ($\beta_N = 1$), iar cu indicele „p” se marchează valorile corespunzătoare la mașina electrică în repaus. În cazul mașinilor electrice cu ventilație proprie se poate admite $v_p = 1,25$.

În condițiile precizate mai sus dacă pentru T_R și θ_R se admit expresiile :

$$T_R = \frac{C}{A_{(x)} - \alpha_{(c)} v_{(c)}} = \frac{C}{A_R}; \quad (16)$$

$$\theta_{R\infty} = \frac{P_{(c)} - \alpha_{(c)} v_{(c)} (\theta_c - \Delta\tau_a)}{A_{(x)} - \alpha_{(c)} v_{(c)}}, \quad (17)$$

atunci ecuația diferențială (6) poate fi adusă la forma :

$$\frac{d\theta_R}{dt} + \frac{1}{T_R} \theta_R = \frac{1}{T_R} \theta_{R\infty} \quad (18)$$

identică cu cea din teoria clasică. Este de subliniat faptul că $A_R = A_{(x)} - \alpha_{(c)} v_{(c)}$ constituie o mărime de calcul.

Mai departe expresiile (16) și (17) se transformă în felul arătat în continuare. La funcționarea mașinilor electrice în condițiile regimului nominal, adică la $U_N, f_N, n_N, I_N, \theta_N, \Delta\tau_a = 0$ și $\beta = 1$, expresiile (16) și (17) devin :

$$T_{RN} = \frac{C}{A_N - \alpha_{(c)} v_{N(c)}} = \frac{C}{A_{RN}}, \quad (19)$$

respectiv :

$$\theta_{R\infty N} = \frac{P_{N(c)} - \alpha_{(c)} v_{N(c)} \theta_c}{A_N - \alpha_{(c)} v_{N(c)}} = \theta_N \sigma_{tRN}, \quad (20)$$

unde prin σ_{tRN} s-a notat suprasarcina relativă termică nominală raportată la cazul unui serviciu nominal tip S1, definită în [1, pct. 4.3]. Expresia mărimii σ_{tRN} depinde de felul serviciului nominal tip pentru care a fost construită mașina electrică [1, tab. 4.1].

Pe baza relației (19) se poate exprima capacitatea termică a mașinii electrice :

$$C = T_{RN} [A_N - \alpha_{(c)} v_{N(c)}] = T_{RN} A_{RN} \quad (21)$$

și din relația (20) se pot explicita pierderile variabile nominale raportate la temperatura de calcul, obținându-se :

$$v_{N(c)} = \frac{A_N \theta_N \sigma_{tRN}}{\alpha + 1 + \alpha_{(c)} (\theta_N \sigma_{tRN} - \theta_c)}, \quad (22)$$

unde cu γ s-a notat raportul pierderilor definit mai precis decât în teoria clasică, sub forma :

$$\gamma = k / v_{N(c)} \quad (23)$$

Pierderile variabile provocate de o sarcină oarecare și raportate la temperatura de calcul se exprimă sub forma :

$$v_{(c)} = v_{N(c)} \frac{v_{(c)}}{v_{N(c)}} = v_{N(c)} \left(\frac{I}{I_N} \right) \approx v_{N(c)} \left(\frac{M}{M_N} \right)^2 \approx v_{N(c)} \left(\frac{P}{P_N} \right)^2 \quad (24)$$

Efectuind transformările oferite de relațiile (21), (14), (24), (22), și (23) se pot aduce expresiile (16) și (17) la forma utilizabilă în practică :

$$T_R = T_{RN} \frac{1-Y}{X-Y(I/I_N)^2}, \quad (25)$$

respectiv :

$$\theta_{R\infty} = \theta_N \sigma_{tRN} \frac{Z+Q(I/I_N)^2}{X-Y(I/I_N)^2}, \quad (26)$$

unde pentru simplificarea scrierii s-au introdus notațiile :

$$X = \beta (\theta_c / \theta_N)^{\nu-1} = A_{(x)} / A_N \begin{matrix} \leq \\ \geq \end{matrix} 1; \quad (27)$$

$$Y = \frac{\alpha_{(c)} v_{N(c)}}{A_N} = \frac{\alpha_{(c)} \theta_N \sigma_{tRN}}{\alpha + 1 + \alpha_{(c)} (\theta_N \sigma_{tRN} - \theta_c)} < 1; \quad (28)$$

$$Z = \frac{\alpha}{\alpha + 1 + \alpha_{(c)} (\theta_N \sigma_{tRN} - \theta_c)} < 1; \quad (29)$$

$$Q = \frac{1 - \alpha_{(c)} (\theta_c - \Delta\tau_c)}{\alpha + 1 + \alpha_{(c)} (\theta_N \sigma_{tRN} - \theta_c)} < 1, \quad (30)$$

care pentru o anumită mașină electrică și pentru anumite condiții de răcire date constituie mărimi caracteristice constante.

4. Interpretarea rezultatelor

— Sub influența fenomenului $R \tau_R$, „constanta“ de timp termică a mașinilor electrice crește cu creșterea sarcinii, iar supratemperatura staționară variază cu sarcina după o altă lege decît conform teoriei clasice. Prin intermediul mărimilor T_R și $\theta_{R\infty}$, comportarea din punct de vedere termic a mașinilor electrice este determinată, pe de-o parte, de valoarea mărimilor T_{RN} (care se determină dintr-o curbă de încălzire experimentală ca în teoria clasică), θ_N , σ_{tRN} (care se poate calcula cu ajutorul expresiilor stabilite în [1]), X , Y , Z și Q independente de sarcină și, pe de altă parte, de valoarea sarcinii relative I/I_N .

— Mărimea X evidențiază influența condițiilor de ventilație reale asupra valorii mărimilor T_R și θ_R și, prin acestea, asupra diagramei de încălzire a mașinilor electrice. Valoarea ei poate fi determinată și cu ajutorul unei nomograme [1, fig. 3.9].

— Valoarea constantelor Y , Z și Q este determinată de : felul serviciului nominal tip al mașinii electrice (prin intermediul lui σ_{tRN}), raportul pierderilor γ , supratemperatura nominală θ_N , materialul conductorului și clasa de izolație a înfășurării (prin intermediul mărimilor $\alpha_{(c)}$ și θ_c). Mărimea Q mai este influențată de diferența dintre temperatura reală și cea nominală a mediului de răcire, $\Delta\tau_c$. Domeniul constantelor Y , Z și Q , pentru cazul mașinilor electrice cu serviciul nominal tip S1 ($\sigma_{tRN}=1$) și înfășurări cu conductor din cupru, este exemplificat prin figurile 1, 2 și 3.

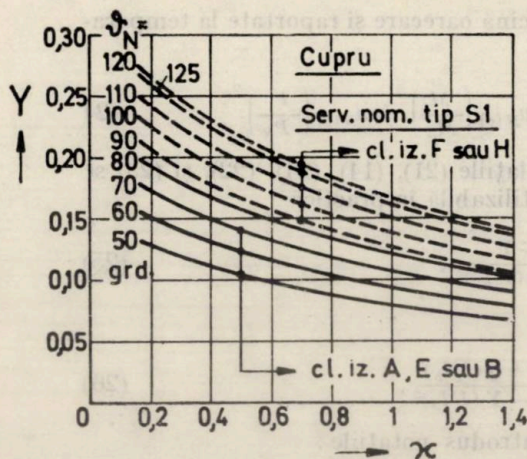


Fig. 1. Domeniul constantei Y.

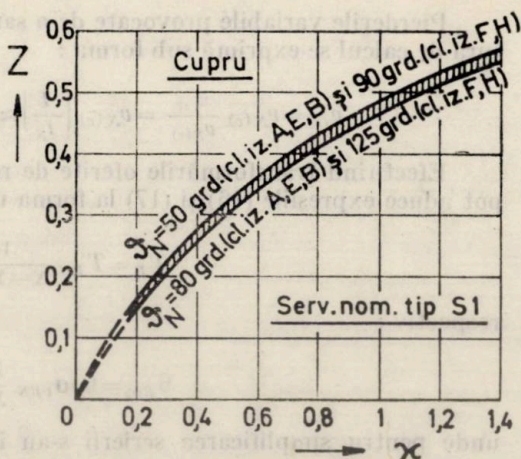


Fig. 2. Domeniul constantei Z.

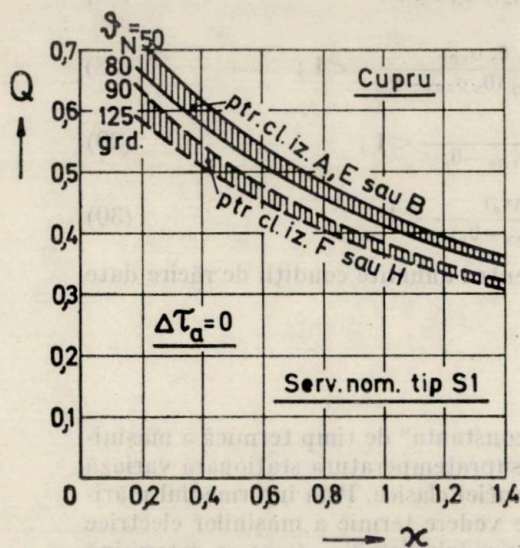


Fig. 3. Domeniul constantei Q.

Analizînd comparativ valorile constantelor Y, Z și Q calculate pentru înfășurări cu conductor din cupru și aluminiu se constată că influența materialului conductorului este relativ mică, manifestîndu-se sub forma: $0,972 < Y_{Al}/Y_u < 1,000$; $1,000 < Z_{Al}/Z_u < 1,028$ ($< 1,003$ la $\sigma_{tRN}=1$, crescînd cu creșterea lui σ_{tRN}); $1,000 < Q_{Al}/Q_u < 1,030$ ($< 1,010$ la $\sigma_{tRN}=1$, crescînd la creșterea lui σ_{tRN} și micșorarea lui τ_a).

— Prin intermediul mărimii Q, supratemperatura staționară $\theta_{R\infty}$ crește cu creșterea temperaturii mediului de răcire τ_a . Această dependență nu este evidențiată prin formulele prezentate în literatura de specialitate.

— Datorită dependenței $T_R(I/I_N)$, valoarea cea mai mică pentru T_R se obține în cazul răcirii mașinii la mersul în gol ideal ($I=0$).

— Comportarea din punct de vedere termic a mașinilor electrice este influențată de sarcină cu atît mai pronunțat, cu cît valoarea mărimilor Y și Q este mai mare, adică cu cît ponderea pierderilor variabile este mai mare în raport cu ponderea pierderilor constante (γ mic), cu cît serviciul nominal tip impune mașinii o solicitare mai pronunțată în perioadele de funcționare în sarcină (σ_{tRN} mare), cu cît clasa de izolație este mai bună (θ_N mare) și cu cît condițiile privind temperatura mediului ambiant sînt mai grele (τ_a mare).

— În funcție de valoarea sarcinii (I/I_N) și de condițiile de răcire reale (X) sînt posibile cele trei cazuri rezumate în tabelul 2 și ilustrate, spre exemplificare, în figura 4. După cum :

$$I/I_N \leq I_{\infty}/I_N = \sqrt[3]{X/Y}, \quad (31)$$

valorile mărimilor T_R și θ_R sînt pozitive, $\pm \infty$ sau negative, ceea ce conduce la formule diferite pentru calculul curbelor de încălzire și de răcire în cele trei cazuri, semnalate de Schmidek într-o lucrare din 1938 [7].

Tabelul 2

Caracterizarea cazurilor posibile în funcție de sarcina relativă și de condițiile de răcire reale

Cazul	$\frac{I}{I_R}$	T_R, θ_R	Legea *) de variație în funcție de timp a funcțiilor, $\theta_R(t)$
1	$< \sqrt{\frac{X}{Y}}$	$> \tau_0$	$\theta_R = \theta_{R\infty} (1 - e^{-\frac{t}{T_R}}) + \theta_{R0} e^{-\frac{t}{T_R}}$ (32)
2	$= \sqrt{\frac{X}{Y}}$	$\pm \infty$	$\theta_R = \theta_N \sigma_{RN} \frac{Z + QX/Y}{1 - Y} \frac{t}{T_{RN}} + \theta_{R0}$ (33)
3	$> \sqrt{\frac{X}{Y}}$	< 0	$\theta_R = \theta_{R\infty} (e^{-\frac{t}{T_R}} - 1) + \theta_{R0} e^{-\frac{t}{T_R}}$ (34)

* Funcțiile $\theta_R(t)$ rezultă prin integrarea ecuației diferențiale (18) pentru fiecare din cele trei cazuri. În cazul 2, pentru a elimina nedeterminarea ∞/∞ din membrul drept al ecuației (18), se înlocuiesc mărimile din raportul θ_R/T_R cu expresiile lor (25) și (26), în care I/I_N se înlocuiește cu valoarea $I_\infty/I_N = \sqrt{X/Y}$, obținindu-se :

$$\frac{d\theta_R}{dt} = Q_N \sigma_{tRN} \frac{Z + QX/Y}{1 - Y} \frac{1}{T_{RN}}$$

Dacă pe baza relațiilor (16), (21), (25) și (28) se scrie :

$$A_R = A_N [X - Y (I/I_N)^2], \quad (35)$$

atunci rezultă că din punct de vedere matematic se obține unul din cele trei cazuri cf. tab. 2, după cum $A_R > 0$, $A_R = 0$, respectiv $A_R < 0$. Din punct de vedere fenomenologic, existența cazurilor 2 și 3 se explică prin aceea, că la sarcini $I \geq I_\infty$, sporul pierderilor variabile datorită fenomenului R (τ_R) devine egal, respectiv mai mare decît pierderile transmise mediului ambiant.

Cazul	1	2	3
I/I_N	1	$I_\infty/I_N = 1,5707$	2,2
$\theta_{R\infty} e$	325,08	$\pm \infty$	-621,76
T_R	105,63	$\pm \infty$	-65,31
θ_∞	213,58	397,90	873,18
T_x	62,81	62,81	62,81

În fig. 4, pentru comparație, cu linie întreruptă sînt reprezentate și curbele de încălzire calculate cu formulele teoriei clasice (TC).

— Se mai precizează modul de aplicare a relațiilor (25), ... (30) pentru următoarele situații extreme :

a) La funcționarea mașinii electrice în condițiile regimului nominal, deoarece $I = I_N$, $\theta = \theta_N$, $\Delta \tau_a = 0$ și $\beta = 1$, se obține : $X = 1$, $Z + Q_N = 1 - Y$, $Q_N + YZ = (1 - Z)(1 - Y)$, $T_R = T_{RN}$ și $\theta_{R\infty} = \theta_{R0N} = \theta_N \sigma_{tRN}$.

b) La răcirea mașinii electrice în repaus, deoarece $I = 0$, $k = 0$, adică $p = 0$ și $\beta = \beta_p$, se obține : $Z = 0$ (Z ține seamă de k prin intermediul lui κ), $\theta_R \theta = 0$ și $T_{Rp} = T_{RN} (1 - Y)/X_p = T_{p(x)}$.

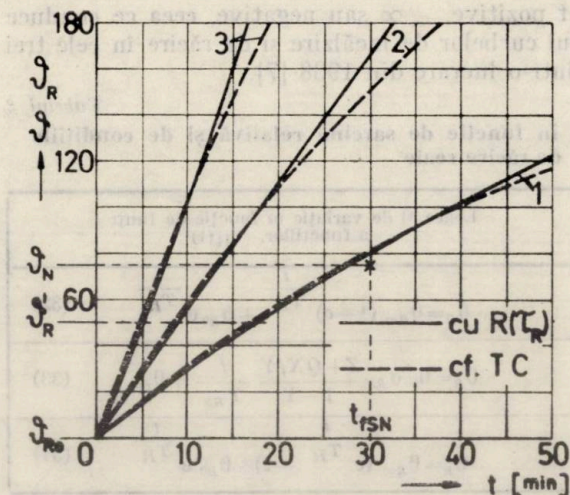


Fig. 4. Exemplificarea cazurilor 1, 2 și 3 cf. tab. 2, pentru mașina electrică și condițiile de funcționare caracterizate prin : serviciul nominal tip S3 30 min., cl. de iz. B, $\theta = 75$ grd.,

5. Concluzii

În lucrare se prezintă o metodă originală de extindere a teoriei clasice a încălzirii și răcirii mașinilor electrice, prin includerea în calcule a fenomenului de variație în funcție de temperatură a rezistenței electrice a înfășurărilor și prin stabilirea mai potrivită a datelor inițiale privind condițiile de ventilație reale. Formulele stabilite în lucrare nu implică dezavantajele celor cunoscute din literatură și, în afară de sarcina relativă, conțin numai mărimi care, pentru anumite condiții de răcire date, constituie constante caracteristice ale mașinii electrice. Aceste constante sînt Y , Z și Q , ale căror domenii de valori sînt exemplificate în lucrare.

Prin propunerea mărimii X ca factor de corecție în funcție de condițiile de răcire reale, în locul mărimii β , se asigură evidențierea în calcule și a dependenței dintre capacitatea de transmitere a căldurii către mediu înconjurător și supratemperatura mașinii.

Datorită fenomenelor evidențiate mai sus, legea după care se desfășoară procesul termic în mașinile electrice depinde de valoarea sarcinii și de condițiile de răcire reale și se poate stabili cu ușurință aplicînd relația (31) și tabelul 2. Merită să fie evidențiate dependențele : $T_R = f(I/I_N, X)$ și $\theta_R, \theta_{R\infty} = f[I/I_N, X, Q(\tau_a)]$. Cu toate acestea, la sarcină constantă, legea amintită își păstrează caracterul exponențial, la fel ca în teoria clasică.

Bazat pe constatarea că $T_R \neq \text{const.}$, se face propunerea de a adopta denumirea de „factor de timp termic” pentru mărimea T , respectiv T_R și de a menține denumirea de „constantă de timp termică” numai pentru acea valoare a factorului de timp termic, care corespunde la funcționarea mașinii electrice în condițiile regimului nominal și la supratemperatura nominală, adică T_N , respectiv T_{NR} .

Metoda de calcul stabilită în lucrare poate servi și la efectuarea unui studiu analitic comparativ, calitativ și cantitativ, privind influența fiecărei ipoteze simplificatoare considerate asupra preciziei calculului clasice, atît în cazul unui regim termic tranzitoriu de încălzire și de răcire, cît și în cazul unui regim termic staționar [1].

Se apreciază că lucrarea de față este de utilitate practică imediată pentru toți cei care se ocupă cu studiul, proiectarea și exploatarea de acționări electrice.

BIBLIOGRAFIE

1. Bartzer, St. Contribuții cu privire la alegerea puterii și verificarea la încălzire a mașinilor electrice de acționare. Teză de doctorat. I. P. Timișoara, 1975.
2. Brașovan, M. Acționări electromecanice. București, Edit. didactică și pedagogică, 1967.
3. Gotter, G. Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1954.
4. Postnikov, I. M. Proiectarea mașinilor electrice (trad. din lb. rusă). București, Edit. energetică de stat, 1954.
5. Richter, R. Mașini electrice. Vol. I. București, Edit. tehnică, 1958.
6. Robinson, W. Predication of Transient and Equilibrium Component Temperatures and Evaluation of Cumulative Insulation Damage of Blast-Cooled Machines. In: AIEL Transactions, Part II, 76, 1957, p. 192—199.
7. Schmidek, A. J. Einschaltdauer und Überlastung im aussetzenden Betrieb. In: Arch. für Elektrotech., XXXII, 1938, nr. 4, p. 260.
8. Stumpp, E. Kritik der Erwärmungsmessungen und ihrer Auswertung im Elektromaschinenbau. In: Elektr. 16, 1962, nr. 9, p. 278—281.
9. STAS 1893-78. Mașini electrice rotative. Condiții tehnice generale de calitate.

BEITRAG ZUR BERECHNUNG DER ERWÄRMUNGSDIAGRAMME ELEKTRISCHER MASCHINEN, UNTER BERÜCKSICHTIGUNG DER TEMPERATURABHÄNGIGKEIT DES WICKLUNGSWIDERSTANDES.

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit bringt eine originelle Methode für die Erweiterung der klassischen Erwärmungsgleichungen elektrischer Maschinen, durch die Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit des Wicklungswiderstandes und durch eine entsprechendere Bestimmung der Anfangsdaten bezüglich der realen Kühlungsbedingungen. Die in der Arbeit aufgestellten Gleichungen sind nicht von den Nachteilen behaftet welche die aus der Literatur bekannten Gleichungen aufweisen und ausser der relativen Belastung enthalten sie nur Grössen welche, bei gegebenen Kühlungsbedingungen, charakteristische Konstante der elektrischen Maschine darstellen.

**MODALITĂȚI ACTUALE ȘI DE PERSPECTIVĂ PRIVIND
REALIZAREA COMENZILOR CU APARATAJUL ELECTRIC
DE JOASĂ TENSIUNE**

DE

AL. VASILIEVICI, N. FĂNTÂNĂ

1. Introducere

În realizarea comenzilor cu aparatajul electric de joasă tensiune se pun două probleme principale: alegerea tipului elementelor din care se va realiza schema și modul de realizare a legăturilor în vederea obținerii unei funcționalități dorite.

În momentul de față comenzile instalațiilor industriale se realizează atât cu elemente cu comutație mecanică (contacte electrice) aflate în continuă perfecționare, cât și din ce în ce mai mult, cu elemente cu comutație statică (semiconductoare).

Elementele discrete, odată alese introduse într-o schemă de comandă trebuie să permită realizarea unui program de lucru. Acest program poate fi furnizat prin interconectarea electrică a acestor elemente în cadrul unor scheme de conexiuni, sau prin înmagazinarea lui într-o memorie electronică.

2. Alegerea aparatelor electrice folosite în schemele de comandă

Pentru realizarea unei scheme de comandă proiectantul are la dispoziție o paletă largă de echipamente începînd cu contactoare și relee electromecanice, relee „reed“, relee electronice, contactoare statice. Alegerea unei soluții optime este legată de luarea în considerare a unui număr mare de factori cum sînt: frecvența de conectare, durata de viață, mediul de lucru, sensibilitatea la semnale parazite, capacitatea de conectare, siguranța în funcționare și costul global al instalației. O comparație a celor mai importante date tehnice privind elemente de comandă electromecanice și statice sînt prezentate în tabelul 1.

Comparînd din punct de vedere al fiabilității o instalație realizată cu elemente cu comutație mecanică (curba *a*, fig. 1), cu o instalație realizată cu elemente cu comutație statică (curba *b*, fig. 1), rezultă avantaje pentru acestea din urmă, după depășirea unui timp T_c necesar pentru eliminarea defectelor inițiale.

Din cele prezentate rezultă că alegerea echipamentului electromecanic este indicată în cazul în care sînt necesare frecvențe de conectare reduse, puteri de comandă ridicate, condiții de mediu normale, insensibilitate la paraziti, sepa-

Tabelul 1

Tipul Date tehnice	Tipul aparaturii	Contactor	Relee cu contacte în gaz protector (reed)	Tranzistoare	Circuite integrate
Frecvența de conectare		1 conectare/s	100	10^4	10^6
Durata de viață (nr. de conectări)		10^7	10^9	practic nelimitat	practic nelimitat
Puterea raportată de conectare		1	$15 \cdot 10^{-3} \div 60 \cdot 10^{-3}$	$50 \cdot 10^{-3}$	$0,25 \cdot 10^{-3}$
Factori de mediu : — temperatura min/max — execuții normale — execuție specială		$-20^\circ\text{C} \div +50^\circ\text{C}$ —	$-20^\circ\text{C} \div +50^\circ\text{C}$ —	$-10^\circ\text{C} \div +70^\circ\text{C}$ $-55 \div +125^\circ\text{C}$	$0 \div +75^\circ\text{C}$ $-55 \div +125^\circ\text{C}$
— praf-influență :		moderată	zero	zero	zero
— mediu coroziv — vibrații mecanice		redușă redușă	zero redușă	redușă zero	redușă zero
Sensibilitatea la semnale parazite		nu	nu	da	da
Siguranța în funcționare		bună	bună	bună	bună
Separare galvanică		da	da	nu	nu
Cerințe privind tensiunea de alimentare		uzuale	uzuale	stabilizare	stabilizare
Volumul ocupat		relativ mare	mic	mic	foarte mic
Prețul raportat (pt. un contact)		1,00	1,75	2,5	1
Sesizarea funcționării		vizual, cu lămpi de semnalizare	prin măsurări sau semnalizare specială	prin măsurări sau semnalizare specială	prin măsurări sau semnalizare specială
Personal necesar întreținerii		obișnuit	calificat special	calificat special	calificat special

rare galvanică. În cazul condițiilor grele de mediu și la frecvențe de conectare mai ridicate se pot utiliza relee reed (relee cu contacte în gaz protector) care necesită o putere de comandă redusă și pot fi la nevoie combinate cu instalații electronice. Instalațiile cu comutație statică își găsesc domeniul de aplicare la frecvențe ridicate de funcționare, timpi de conectare foarte reduși, condiții grele de mediu, precizie și siguranță ridicată. Dezavantajul lor este legat de costul încă ridicat și de necesitatea unui personal de întreținere cu înaltă calificare.

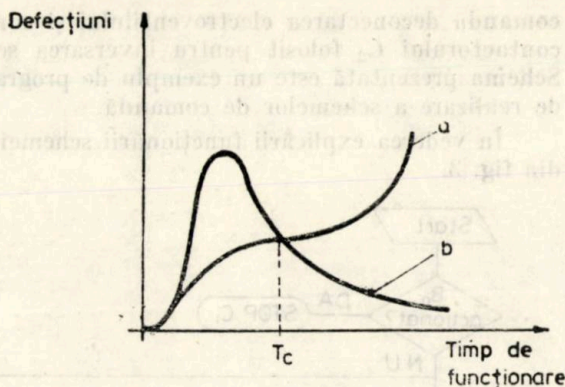


Fig. 1. Curba defecțiunilor în funcție de timpul de funcționare.

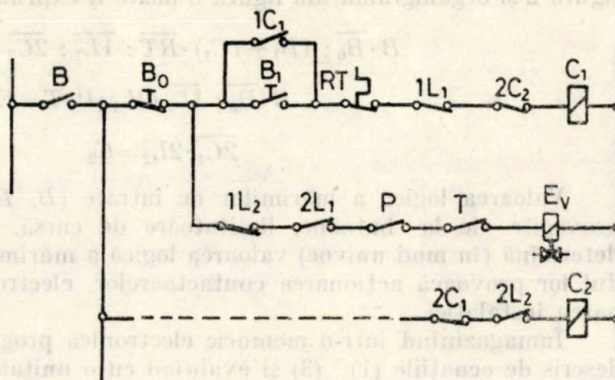
3. Moduri de realizare a schemelor de comandă

Programul care este executat de o mașină sau instalație este dictat de procesul tehnologic. Conectarea sau deconectarea diverselor elemente funcționale este rezultatul unor intercondiționări logice între acestea. Realizarea practică a acestei cerințe e realizată de cele mai multe ori prin realizarea unei scheme cablate sau programate prin cablare.

În figura 2 este prezentat un exemplu în care conectarea unui contactor C_1 duce la pornirea unui motor ce realizează o mișcare de avans a unui dispozitiv de injectare. Alimentarea contactorului se realizează prin butoanele B și B_1 și contactele normal închise ale butonului de oprire B_0 , al releului termic RT , al limitatorului de cursă L_1 și al contactorului C_2 folosit pentru mișcarea în sens invers. La capătul cursei, limitatorul L_1 , prin contactul $1L_1$, comandă deconectarea motorului și prin contactul $2L_1$ închide circuitul electroventilului E_v . Această închidere este condiționată de existența unei presiuni și temperaturi corespunzătoare necesare funcționării instalației, caz în care contactele P și T sînt închise. La terminarea operației contactul $1L_2$ al limitatorului L_2

Fig. 2. Exemplu de schemă electrică programată prin cablare :

C_1, C_2 — contactoare; E — electroventil; B — buton cu cheie; B_0 — buton de oprire; B_1 — buton de pornire; $1L_1, 2L_1, 1L_2, 2L_2$ — contactele limitatoarelor de cursă L_1 și L_2 ; $2C_2$ — contact de interblocare; $1C_1$ — contact de automenținere; RT — contactul releului termic; P și T — contacte acționate funcție de presiune, respectiv temperatură.



comandă deconectarea electroventilului și contactul $2L_2$ comandă conectarea contactorului C_2 folosit pentru inversarea sensului de rotație al motorului. Schema prezentată este un exemplu de programare prin cablare, modul clasic de realizare a schemelor de comandă.

În vederea explicării funcționării schemei poate fi întocmită organigrama din fig. 3.

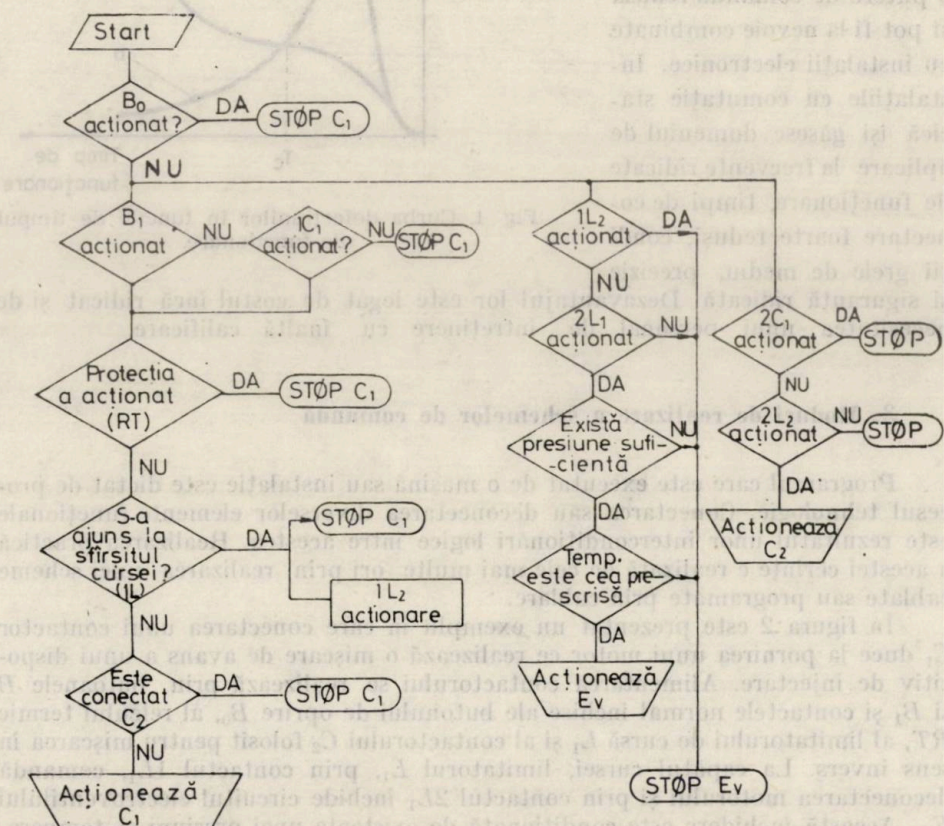


Fig. 3. Organigrama ce descrie funcționarea schemei.

Folosind elemente de algebră booleană programul descris prin scheme din figura 2 și organigrama din figura 3 poate fi exprimat prin următoarele relații :

$$B \cdot \overline{B_0}; (B_1 + 1C_1) \cdot \overline{RT}; \overline{1L_1}; \overline{2C_2} = C_1 \quad (1)$$

$$B \cdot \overline{B_0}; \overline{1L_2} \cdot 2L_1 \cdot P \cdot T = E_v \quad (2)$$

$$\overline{2C_1} \cdot 2L_2 = C_2 \quad (3)$$

Valoarea logică a mărimilor de intrare ($B, B_0, B_1, 1L_1, RT, P, T$ etc.) provenite de la butoane, limitatoare de cursă, protecții, traductoare etc. determină (în mod univoc) valoarea logică a mărimilor de la ieșire, care la rîndul lor provoacă acționarea contactoarelor, electrovalvelor etc., deci funcționarea instalației.

Înmagazinînd într-o memorie electronică programul care trebuie realizat, descris de ecuațiile (1) (3) și evaluînd cu o unitate de calcul mărimile prove-

nite de la elementele de intrare se poate realiza o instalație de comandă „programată prin memorie”, fig. 4, care îndeplinește aceleași funcțiuni ca și schema din fig. 2. Trebuie subliniat că nu există legături cablate între elementele de intrare (ieșire). Toate elementele sînt legate la unitatea centrală care primește toate informațiile pe care le prelucrează și emite apoi semnalele de comandă necesare.

Nivelele de tensiune ale semnalelor de intrare, respectiv puterea de comandă necesară la ieșire impun existența unor circuite de interfață. Acestea adaptează, convertesc, semnalele de intrare (ieșire) la nivelul TTL respectiv amplifică o comandă prin elemente intermediare (relee reed, relee statice etc) contactoarele și electrovalvele din instalație.

Unitatea centrală fig. 5 conține un bloc de calcul bazat pe un microprocesor, blocuri de memorie (RAM, ROM, EPROM etc), unități de temporizare, un generator de semnale de tact, existînd posibilitatea cuplării cu un echipament de programare – testare care permite introducerea și schimbarea programului dorit de utilizator precum și efectuarea diverselor manevre în instalație.

Echipamentele electrice realizate cu comandă programată prin memorare prezintă o serie de avantaje :

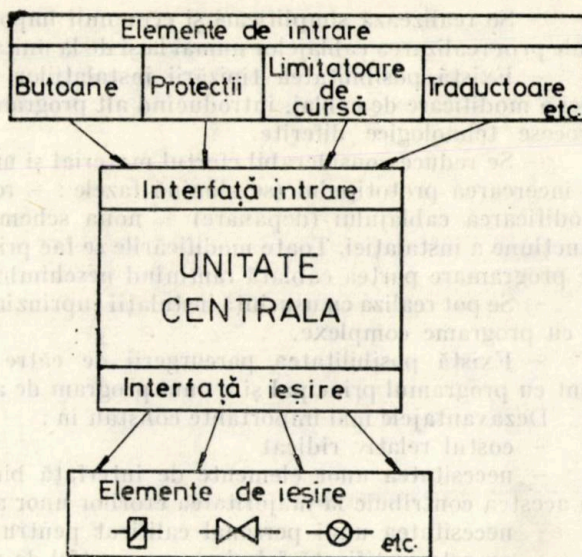


Fig. 4. Exemplu de schemă electrică programată prin memorie.

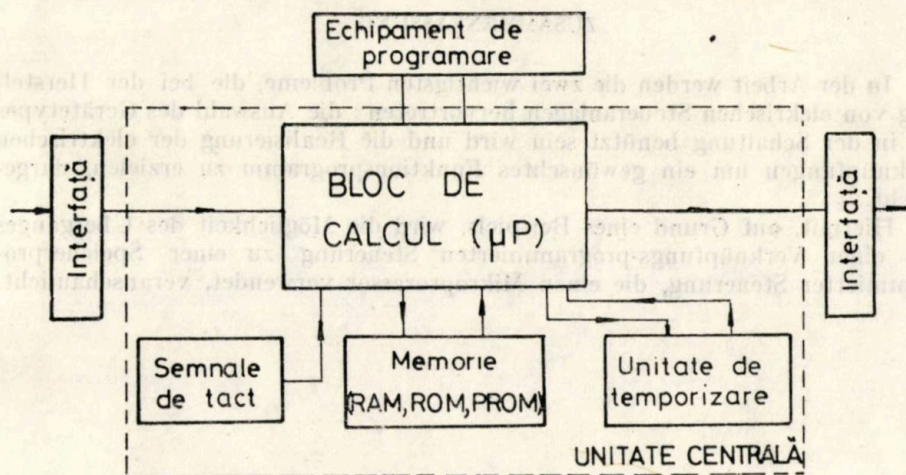


Fig. 5. Schema unității centrale.

— Se realizează simplificări și economii importante de manoperă și materiale prin realizarea cablajelor numai la și de la unitatea centrală.

— Există posibilitatea tipizării instalațiilor — cu aceeași aparatură, fără nici o modificare de cablaj, introducând alt program în memorie se pot comanda procese tehnologice diferite.

— Se reduce considerabil efortul material și uman la proiectarea, realizarea și încercarea prototipului (se elimină fazele : — realizarea cablajului — test — modificarea cablajului (depanare) — noua schemă etc.) cit și la punere în funcțiune a instalației. Toate modificările se fac prin intermediul echipamentului de programare partea cablată rămânând neschimbată.

— Se pot realiza cu ușurință instalații cuprinzând un număr mare de elemente și cu programe complexe.

— Există posibilitatea parcurgerii de către unitatea centrală concomitent cu programul principal și a unui program de autotestare.

Dezavantajele mai importante constau în :

— costul relativ ridicat

— necesitatea unor elemente de interfață bine puse la punct, știut fiind că acestea contribuie la majoritatea erorilor unor astfel de instalații

— necesitatea unui personal calificat pentru întreținere

— nu este justificată folosirea unor astfel de scheme la instalații cu număr redus de piese

— datorită timpului de calcul necesar până la trimiterea unei comenzi nu pot fi utilizate în momentul de față decât la instalații cu acționări normale și de rapiditate medie.

BIBLIOGRAFIE

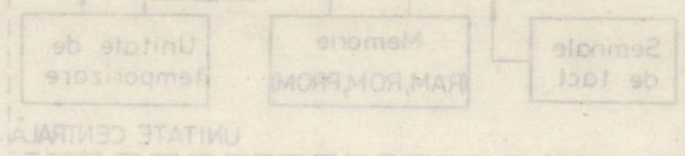
1. AEG — Projektierungshandbuch —PSE, 1978.

AKTUELLES UND ZUKUNFTSMÖGLICHKEITEN IN DER HERSTELLUNG VON STEUERUNGSSCHALTUNGEN MIT NIEDERSpannungSSCHALTGERÄTEN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit werden die zwei wichtigsten Probleme, die bei der Herstellung von elektrischen Steueranlagen hervortreten : die Auswahl des Gerätetypen das in der Schaltung benützt sein wird und die Realisierung der elektrischen Verknüpfungen um ein gewünschtes Funktionsprogramm zu erzielen, dargebracht.

Hiermit, auf Grund eines Beispiels, wird die Möglichkeit des Überganges von einer Verknüpfungs-programmierten Steuerung zu einer Speicherprogrammierter Steuerung, die einen Mikroprozessor verwendet, veranschaulicht.



PROBLEME TEHNICE ACTUALE ALE SISTEMELOR DE ILUMINAT ELECTRIC

DE

I. ȘORA, P. SCAREANU, D. POPOVICI

1. Probleme generale

Unei instalații de iluminat electric i se impune ca să satisfacă simultan cerințe luminotehnice, fiziologice, economice, de siguranță și de estetică arhitectonică. Îndeplinirea acestor cerințe obligă la reconsiderarea unor elemente de proiectare în corelare cu progresul tehnic general care se încadrează în problematica utilizării cât mai rațională a energiei [2, 4, 7, 13, 14, 15, 26].

2. Tratare

În tehnica sistemelor de iluminat electric există preocupări și realizări pentru introducerea unor soluții moderne, ceea ce impune o prezentare sistematizată a acestora :

2.1. *Perfecționarea tipurilor de lămpi electrice existente și crearea unor noi surse electrice de lumină* având eficacitatea luminoasă ridicată, durata utilă de funcționare mare, grad de complexitate redus al schemei electrice de alimentare cu energie, preț de cost și gabarit minim, fiind posibilă redarea cât mai exactă a nuanței culorilor obiectelor iluminate. Crearea unor noi surse electrice de lumină, cât și perfecționările ulterioare la nivelul fiecărui tip, evidențiază o creștere accentuată a indicatorului eficacitate luminoasă ale cărui valori ating 200 lm/W la lampa cu vapori de Na de joasă presiune [7, 14, 20]. Este semnificativă corelația dintre eficacitatea luminoasă a unei lămpi electrice și indexul de redare a culorilor, în sensul că acesta scade cu creșterea eficacității luminoase [26].

2.2. *Îmbunătățirea parametrilor fotometrici ai materialelor care formează sistemul optic al aparatelor de iluminat și optimizarea soluției constructive.*

Soluția constructivă a aparatelor de iluminat ține seamă de performanțele fotometrice și de gradul de protecție al aparatelor, impuse de către beneficiar, în condițiile realizării unui randament ridicat al aparatului.

Optimizarea soluțiilor constructive pentru realizarea unor suprafețe reflectante și transmițătoare de calitate superioară. Materialele utilizate la construcția sistemului optic al aparatului de iluminat trebuie să se caracterizeze prin factor de absorbție $a=0$. Este de dorit ca factorii de transmisie t și de reflexie r să

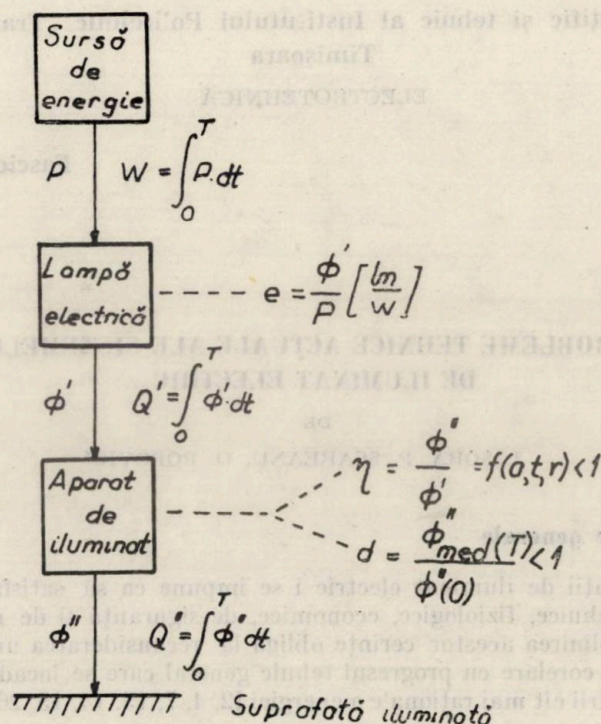


Fig 1. Traseul fluxului luminos, lampă electrică — aparat de iluminat — suprafață iluminată.

aibe valori maxime în corelare cu necesitățile concrete de transmisie respectiv de reflexie a fluxului luminos pe traseul lampă electrică — aparat de iluminat — plan util de lucru.

Există preocupări pentru crearea de noi materiale rezistente îmbătrînirii forțate, provocată mai ales de climatul poluat chimic al zonelor industrializate. În aceste zone intervine degradarea microstructurii geometriei suprafețelor reflectante și transmițătoare care compun sistemul optic al aparatelor de iluminat. Totodată crește factorul de absorbție al materialelor. Pe de altă parte, în exploatare, lipsa unei întrețineri specializate, prin care să se asigure în mod sistematic o periodică îngrijire a aparatelor de iluminat accentuează deprecierea acestora.

Se consideră că prin analogie cu durata utilă de funcționare, introdusă la lămpi electrice prin norme și standarde, se poate vorbi de durata utilă de funcționare a unui aparat de iluminat. Devine necesară eliminarea aparatelor de iluminat al căror factor de depreciere scade sub pragul minim admis, fiind obligatorie recondiționarea elementelor degradate ale sistemului optic.

În figura 1 sînt definite energia electrică absorbită de lampă W , energiile luminoase Q' și Q'' la ieșirea din lampă respectiv la ieșirea din aparatul de iluminat corespunzătoare fluxurilor luminoase Φ' și Φ'' . Totodată sînt identificate eficacitatea luminoasă e , randamentul aparatului de iluminat η dependent de factorii de absorbție — a , de transmisie — t , și de reflexie — r și factorul de depreciere d al aparatului de iluminat. Cu $\Phi''_{med}(T)$ și $\Phi''(0)$ s-au notat valoarea medie a fluxului luminos în raport cu perioada T , respectiv valoarea fluxului luminos emis de aparat în momentul inițial. Sub aspectul utilizării raționale a

energiei electrice în tehnica iluminatului electric, sint obligatorii valori ridicate ale indicatorilor e , η și d .

2.3. Realizarea unor sisteme integrate iluminat — încălzire — climatizare.

La nivele de iluminare ridicate, la ordinul 1 000–1 500 lx, care se admit în unele țări în birouri de proiectare-cercetare și administrative s-au dezvoltat sisteme unificate integrate iluminat — climatizare [2, 13, 26]. Energia termică necesară climatizării se obține din căldura degajată de instalațiile de iluminat electric fluorescent. Realizarea sistemelor integrate trebuie să permită prin soluția constructivă preluarea căldurii corpurilor de iluminat, recircularea aerului din încăpere, filtrarea și umezirea aerului, eventuala completare a căldurii necesare pentru obținerea unui anumit microclimat termic.

2.4. Creșterea frecvenței tensiunii de alimentare pînă la 10 kHz la lămpile fluorescente tubulare de uz general.

2.4.1. Descărcarea electrică din lampă devine practic evasistaționară datorită inerției termice a coloanei de plasmă din lampă, care la frecvență ridicată nu mai poate urmări variațiile rapide ale tensiunii de alimentare. Avantajele tehnico-economice ale acestor soluții sint importante: pilpiire redusă a fluxului luminos și deci lipsa efectului stroboscopic, eficacitate luminoasă mărită cu pînă la 20%, tensiune de aprindere mai scăzută, aprindere ușor realizabilă, fără starter, în montaje rezonante, reducerea balastului, mărirea duratei utile de funcționare a lămpii [4, 12, 18].

2.4.3. Pentru creșterea eficacității luminoase a lămpilor cu vapori de Hg de înaltă presiune s-au adăugat în mediul gazos de descărcare halogenuri metalice (ioduri de thaliu, potasiu, sodiu, litiu). Vaporii de iodură de thaliu difuzînd în arc de mercur se disociază la temperatura înaltă a acestuia, rezultînd thaliu metalic, care intră în stare de excitație și emite radiațiile sale verde și două radiații din zona ultravioletă a spectrului. Prezența acestor radiații suplimentare în raport cu cele ale Hg, sporește randamentul descărcării și deci crește eficacitatea luminoasă a lămpii [7].

La lămpile fluorescente de joasă presiune cu Hg eficacitatea luminoasă nu poate fi mărită printr-o astfel de soluție. Rezolvarea problemei impune reducerea pierderilor care au loc în procesul radiației la nivelul ansamblului lampă - echipamente auxiliare. Acest lucru este posibil numai prin utilizarea unei frecvențe mărite a tensiunii de alimentare.

Tuburile fluorescente TF alimentate cu frecvență mărită, pînă la 10 kHz, permit o aprindere rapidă cu electrozi preîncălziți, figura 2 a, b. În schemele de aprindere cu rezonanță se identifică o reactanță conectată în serie cu lampa (L_1 sau C_2) și alta în paralel (C_1 sau L_2). Întotdeauna elementul serie are rol și de balast, indiferent dacă este o reactanță capacitivă sau inductivă. O problemă

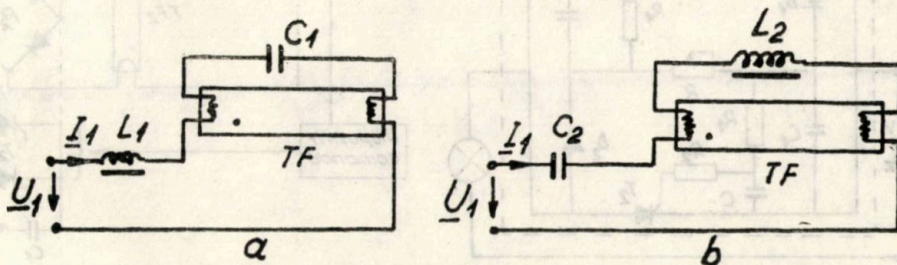


Fig. 2. Montaje pentru aprinderea tuburilor fluorescente :
a — cu balast inductiv; b — cu balast capacitiv.

fundamentală este aceea a determinării parametrilor elementelor schemei electrice, astfel încât să fie asigurate condiții energetice corespunzătoare regimului de aprindere, iar în continuare regimului nominal de funcționare al lămpii. După amorsarea lămpii reactanța paralelă este șuntată, se stabilește curentul nominal, definit de parametrii balastului și ai tubului fluorescent în care s-a format coloana de plasmă [18].

2.4.3. În tehnica iluminatului electric s-au impus în ultimii 10 ani, anumite tipuri de convertizoare statice de frecvență [4, 12, 18]. Este posibilă alimentarea individuală a tuburilor fluorescente prin convertizoare cu tranzistoare, sau alimentarea colectivă a unui grup de tuburi fluorescente, situație în care convertizoarele sînt cu tiristoare rapide.

2.5. *Modificarea economică a fluxului luminos emis de lămpile cu incandescență și cele fluorescente* se realizează utilizînd montaje cu ventile electrice [3, 4, 5, 6, 11, 17, 19, 21, 24, 30]. În concordanță cu natura proceselor fizice care au loc în lămpile cu incandescență și cele fluorescente există două categorii de scheme de reglare cu particularități semnificative. O structură mai simplă o au variatoarele de iluminare pentru lămpile cu incandescență. În figura 3 se prezintă schema optimizată a unui variator de iluminare [21].

Într-o concepție tehnică nouă se prezintă schema variatorului din figura 4, care permite modificarea continuă a fluxului luminos emis de tuburile fluorescente [8]. Reține atenția, că în raport cu alte montaje cunoscute din literatură [3, 4, 6, 24] s-au eliminat transformatoarele de încălzire ale electrozilor lămpilor fluorescente ceea ce constituie un important avantaj tehnico-economic. În paralel cu tuburile fluorescente TF_1 , TF_2 este prevăzut un întrerupător electronic K_2 . Funcționarea independentă a fiecărei lămpi este realizată de către punțile de diode P_1 , P_2 . Modificarea fluxului luminos se realizează prin modificarea continuă a duratei relative de închidere a lui K_2 . Întrerupătorul K_2 se închide și se deschide sincron cu tensiunea rețelei de alimentare, frecvența lui de lucru este un multiplu par al frecvenței rețelei. Sînt mai favorabile frecvențele

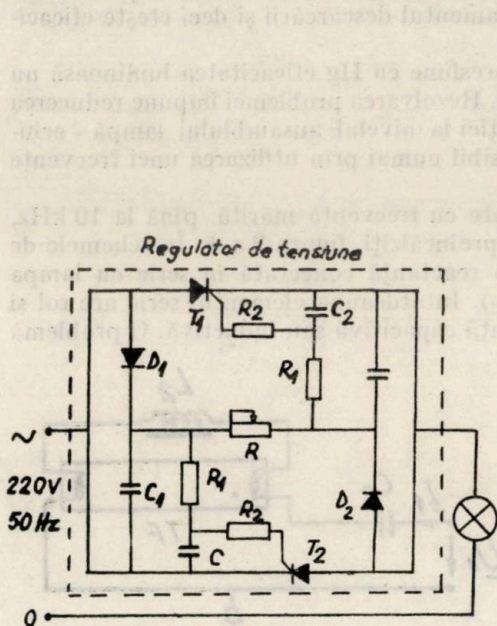


Fig. 3. Variator de iluminare pentru lămpi cu incandescență.

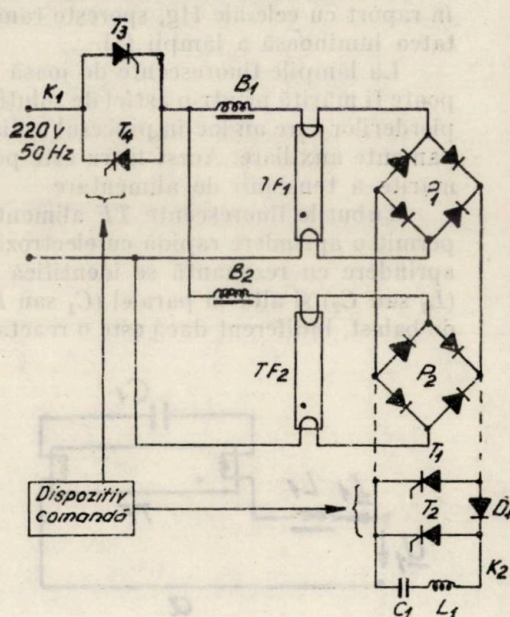


Fig. 4. Variator de iluminare pentru lămpi fluorescente.

de 2 sau 4 ori mai mari decât frecvența rețelei. În serie cu ansamblul de lămpi este prevăzut elementul de comandă K_1 cu rol de a menține constantă puterea de încălzire a filamentelor în tot domeniul de modificare a fluxului luminos.

3. Realizări tehnice

În cadrul Laboratorului de Iluminat electric al Catedrei de Utilizări și mașini electrice de la I. P. „Traian Vuia” Timișoara s-au verificat experimental două tipuri de variatoare de iluminare, proiectate și realizate de către colectivul de autori pe baza schemelor din figurile 3 și 4. Au rezultat prototipuri cu performanțe energetice și fotometrice de reglaj competitiv în raport cu alte realizări cunoscute [24, 30].

1. A. Băilescu, D. Savopol, Iluminatul electric — îndreptar, București, Ed. tehnică, 1969.
2. L. Bedocs, M. J. H. Pinniger, Integrated ceiling systems, Associazione Italiana di illuminazione AIDI — Third Lux Europa, 1977.
3. V. M. Belotterkovskii, Regulirovanie svetovogo potoka liuminescentnih lamp s primeneniem tiristorov, Svetotekhnika, 12, 1970, p. 14.
4. O. G. Bulatov, V. S. Ivanov, D. I. Panfilov, Tiristornie shemi vklucenia visokointensivnih istocinikov sveta, Moskva, Energhia, 1975.
5. V. I. Burak, Analiz parametrov elementov shemi regulirovaniia iarkosti liuminescentnih lamp, Svetotekhnika, 8, 1974, p. 17.
6. P. Dinculescu, M. Popescu, Utilizarea variatoarelor de iluminare cu semiconductoare, Volumul Sesiunii de comunicări tehnico-științifice, ELBA Timișoara, 1977.
7. P. Dinculescu, M. Popescu, Tendințe actuale în evoluția surselor de lumină în contextul politicii de economisire a energiei electrice, Volumul Sesiunii de comunicări tehnico-științifice, ELBA Timișoara, 1977.
8. L. Gustav, Ein Neues Verfahren zur Lichtsteuerung von Leuchtstofflampen, Lichttechnik, 8, 1974, p. 343.
9. F. Günter, Licht und energie, Associazione Italiana di illuminazione AIDI — Third Lux Europa, 1977.
10. N. Gheorghiu, P. Militaru, Teoria și practica iluminatului electric, București, Ed. tehnică, 1970.
11. M. E. Kličov, N. N. Skuro, Poluprovodnikovii preobrazovateli ciastoti dlia sistemii regulirovaniia iarkosti liuminescentnih lamp, Svetotekhnika, 10, 1970, p. 11.
12. M. E. Kličov, Tranzistornii preobrazovateli ciastoti s rezonansnim zadaiușcim konturom dlia pitaniia liuminescentnih lamp, Svetotekhnika, 8, 1971, p. 6.
13. I. Lazăr, Cercetări privind corpurile de iluminat din instalațiile de recuperare a căldurii din iluminatul fluorescent în sistemele integrate iluminat-încălzire-climatizare, Volumul Sesiunii de comunicări tehnico-științifice, ELBA Timișoara, 1977.
14. P. Lemaigre-Voreaux, L'évolution des lampes à d'charge, Lux, 95, 1977, 0. 341.
15. P. Lemaigre Voreaux, Cent ans d'évolution de la lampe à incandescence, Lux, 93, 1977, p. 181.
16. R. Mattalon, Les luminaires fluorescents à fonction climatique et l'Environnement Intérieur, Associazione Italiana di illuminazione AIDI — Third Lux Europa, 1977.
17. K. D. Nutz, Elektronisches Schalten und Regeln in der Beleuchtungstechnik, Lichttechnik, 10, 1978, p. 435.
18. S. Pușcașiu, Contribuții la studiul comportării tuburilor fluorescente în regim de alimentare cu tensiuni de frecvență ridicată, Teză de doctorat, I. P. „Traian Vuia” Timișoara, 1972.
19. E. S. Rozental, Svetoregulatori dlia lamp nakalivania, Svetotekhnika, 4, 1972, p. 15.
20. Schäppi R., Konstruktion und Betriebsdaten von Natriumdampf-Hochdrucklampen, Lichttechnik, 4, 1975, p. 157.
21. I. Șora, I. Balaci, T. Opriș, Studiul experimental al modificării fluxului luminos emis de lămpile fluorescente tubulare de uz general, Buletinul științific și tehnic al I. P. „Traian Vuia” Timișoara — Seria electrotehnică, Tom 18 (32), p. 111, 1973.

22. I. Şora, Utilizări ale energiei electrice, Litografia I. P. „Traian Vuia“ Timişoara, 1973.
23. I. Şora, I. Balaci, Tendinţe şi realizări moderne în tehnica iluminatului electric sub aspectul utilizării raţionale a energiei electrice, Volumul Sesiunii de comunicări tehnico-ştiinţifice ELBA Timişoara, 1977.
24. I. Şora, P. Scăreanu, D. Popovici, Optimizarea performanţelor energetice şi fotometrice ale unor componente din sistemul de iluminat electric, Protocol tehnic — ELBA Timişoara, 1978.
25. V. I. Văzduţeanu, Utilizările energiei electrice, E. D. P. Bucureşti, 1968.
26. * * * Manualul IES Lighting Handbook, Fifth Edition 1972.
27. * * * Per una migliore e po' economica utilizzazione dell'energia — Illuminazione dei negozi e degli uffici, Milano — Italia, martie 1977.
28. * * * Catalogue ECLATEC Franţa — éclairage intérieur et industriel ; éclairage extérieur — 1975.
29. * * * Catalog PHILIPS — Floodlighting — 1976.
30. * * * Catalog MAZDA — 1976, Lighting dimmers, p. 212.

TECHNISCH AKTUELLE PROBLEME DER ELEKTRISCHEN BELEUCHTUNGSSYSTEME

ZUSAMMENFASSUNG

Die Minimalisierung des spezifischen Verbrauches der elektrischen Energie in den Beleuchtungssystemen, im Zusammenhang mit der Erfüllung der verschiedensten Beleuchtungstechnischen Ansprüchen, muss sowohl in den stabilisierten fotometrischen Betrieben, sowie auch in den fotometrisch nichtstationären Betrieben betrachtet werden.

In der Arbeit werden die Tendenzen und die modernen technischen Realisierungen der elektrischen Beleuchtungstechnik welche eine rationelle Anwendung der elektrischen Energie ermöglichen, vorgestellt.

VARIATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ (VTC) PENTRU COMANDA ÎN REGIM DE MOTOR ȘI FRÎNARE CU RECUPERARE A MAȘINII DE TRACȚIUNE

DE

D. POPOVICI, P. SCĂREANU

1. Elemente privind schema de forță

În regimul de motor al mașinii de c.c. alimentată prin VTC sensul cuplului este opus față de regimul de frînare recuperativă. La trecerea dintr-un regim în altul fiind vorba în general de acționarea unor mecanisme cu mișcare de translație, este necesară schimbarea sensului curentului fie în înfășurarea de excitație, fie în indus pentru schimbarea sensului cuplului. Pentru o comutare rapidă și sigură este de dorit realizarea acestuia cu elemente semiconductoare.

O astfel de variantă este arătată în fig. 1. Excitația mașinii este conectată între variatoarele 1 și la, iar indusul este conectat prin intermediul diodelor D_3 și D_4 . În regimul motor mașina este alimentată de la baterie prin VTC 1, excitație D_3 , bobina de netezire L_m , indus, cu D_1 ca diodă de nul. Diodele D_3 și D_4 constituie o cale de închidere a curentului de excitație când VTC 1 este blocat.

În regim de frînare mașina recuperează în sursa de alimentare energia cinetică [1] prin funcționarea lui VTC 1a. Curentul prin înfășurarea de excitație își păstrează același sens ca în regimul de motor datorită diodelor D_3 , D_4 , curentul recuperat circulând prin conducția diodei D_2 .

Pentru o utilizare mai rațională a elementelor semiconductoare de putere este de dorit ca circuitul de stingere a celor două VTC să fie comun. Acest lucru este posibil cu schema din fig. 2, a VTC realizat.

Schema conține patru tiristoare T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , patru diode D_1 , D_2 , D_3 , D_4 și elementele circuitului de stingere bobina L și condensatorul C . Sarcina variatorului o constituie o mașină de c.c. indiferent de tipul excitației. În cazul mașinii serie sau a celei cu excitație mixtă înfășurarea de excitație se leagă între diodele D_3 și D_4 . Acest mod de amplasare asigură un sens unic curentului de excitație. În regimul de motor este în conducție tiristorul T_1 , curentul circulând prin T_1 , excitație, D_4 , indus, sursă, calea de nul fiind asigurată de dioda D_2 .

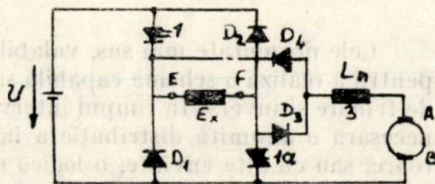


Fig. 1. VTC pentru funcționarea în două cadrane cu păstrarea sensului curentului în excitație.

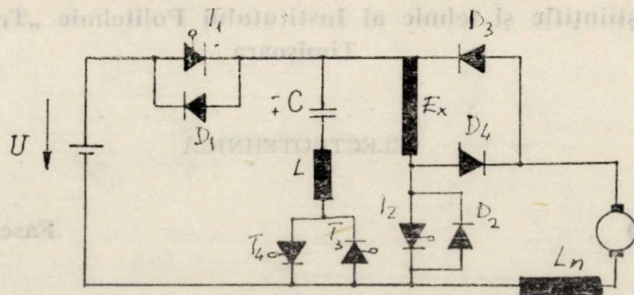


Fig 2. Schema de principiu a VTC cu funcționare în două cadrane.

Circuitul de stingere, care este de tip paralel cu sarcina este compus din condensatorul de stingere, bobina L și tiristoarele T_3 , T_4 comandate alternativ.

De menționat este faptul că, pentru încărcarea condensatorului de stingere, tiristoarele T_1 și T_2 trebuie comandate simultan în regimul de motor, stingerea fiind asigurată prin aprinderea tiristorului T_3 .

În regimul de frinare recuperativă impulsuri simultane primesc tiristoarele T_2 și T_3 , iar stingerea lui T_2 este asigurată prin aprinderea lui T_4 .

Rezultă deci că tiristoarele T_3 și T_4 își alternează rolurile, T_3 fiind tiristor de stingere în regim de motor și de reîncărcare în regim de frinare, iar T_4 tiristor de reîncărcare în regim de motor și de stingere în regim de frinare.

2. Prezentarea schemei de comandă realizate

Cele prezentate mai sus, valabile în regim cvasistaționar, nu sînt suficiente pentru a realiza o schemă capabilă să treacă mașina din regim de motor în regim de frinare și invers. În timpul intervalului de trecere de la un regim la altul este necesară o anumită distribuție a impulsurilor de comandă pe cele patru tiristoare, sau cu alte cuvinte, o logică de trecere. Astfel, la trecerea de la motor la frinare ultimul impuls în regim de motor trebuie să-l primească T_3 pentru a asigura stingerea lui T_1 . În cazul în care eronat ultimul impuls apare pe T_1 și apoi se trece la regimul de frinare este posibilă scurtcircuitarea sursei prin T_1 și T_2 , lucru care trebuie evitat oricînd.

Pentru a se asigura blocarea sigură a tiristorului principal T_1 este necesar un element logic, care să blocheze toate celelalte impulsuri cu excepția impulsului pentru tiristorul de stingere.

Problema se pune analog la trecerea de la regimul de frînă la cel de motor. Ultimul impuls în regim de frînă este cel pentru tiristorul T_4 , în scopul blocării tiristorului T_2 .

Condițiile de apariție a celor patru impulsuri sînt :

$$T_1 = P.\bar{C}.B.M \quad (1)$$

$$T_2 = P.C.\bar{B}.M \quad (2)$$

$$T_3 = (P.C.\bar{B}.M) \cup (B.C.M.S) \cup (S.\bar{M}.C) \quad (3)$$

$$T_4 = (P.C.B.M) \cup (B.C.M.S) \cup (S.M.C) \quad (4)$$

S-au notat cu litere mari nebarate stările logice 1 și cu litere barate stările logice 0. Astfel, regimul motor este B , cel de frână $\bar{B}$, M — regim de frână sau motor, $\bar{M}$ regimul de trecere; C condensator încărcat, gata de stingere, $\bar{C}$ — condensatorul descărcat.

Celelalte mărimi corespunzătoare și schemei bloc din fig. 3 reprezintă:

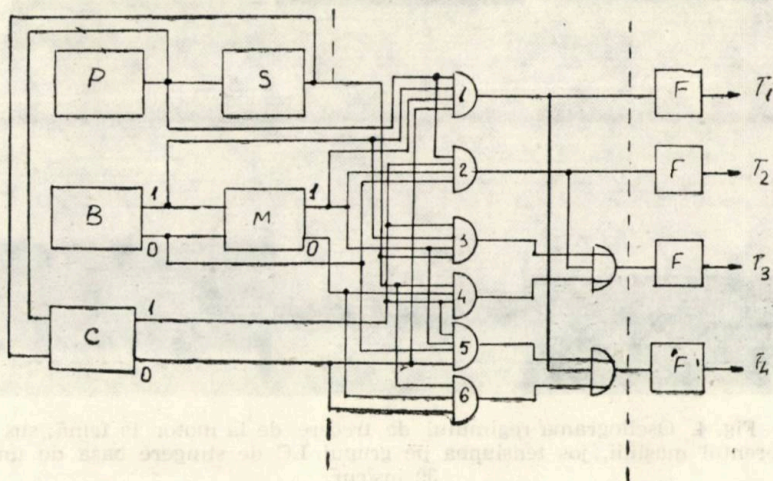


Fig. 3. Schema bloc a comenzii.

— P — tactul de lucru al schemei, furnizat de un circuit astabil, cu funcționare permanentă,

— S — momentul stingerii, obținut pe baza principiului comparației între o tensiune linear variabilă furnizată de generatorul S și un comparator integrat [2].

În schema de comandă temporizările pentru blocarea sigură a tiristoarelor T_1 și T_2 se asigură de la monostabilul M , iar mărimile B și C sînt furnizate de două bistabile identice. Logica de distribuție a impulsurilor este realizată cu circuite integrate TTL [3] conform cu relațiile 1–4.

Rezultate experimentale, concluzii

Pentru evidențierea fenomenului de trecere de la regimul de motor de frinare, care demonstrează buna funcționare a schemei din fig. 2, se prezintă înregistrarea curentului și a tensiunii pe grupul LC fig. 4.

Se remarcă în final că realizarea acestei scheme înlătură contactoarele necesare comutării de la regimul de motor la cel de frână și invers sporind astfel fiabilitatea și diminuînd cheltuielile de întreținere la aplicarea acestui tip de variator în condițiile folosirii frînării recuperative la mecanisme cu mișcare de translație.

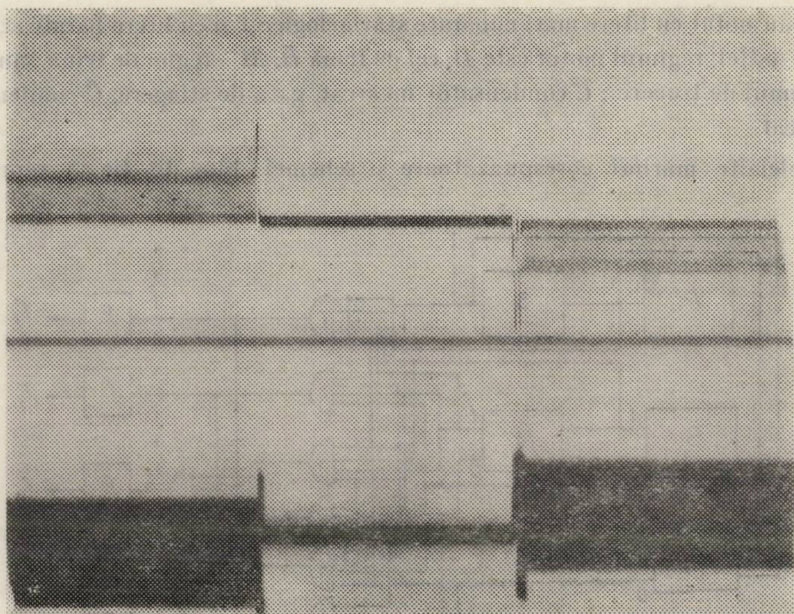


Fig. 4. Oscilograma regimului de trecere de la motor la frână; sus curentul mașinii, jos tensiunea pe grupul LC de stingere baza de timp 30 ms/cm.

BIBLIOGRAFIE

1. D. Popovici — Calculul energiei recuperate la frinarea vehiculelor autonome comandate in impulsuri. EEA-Electrotehnica 26, nr. 5, 1978, p. 170—174.
2. A. Kelemen, M. Imecs — Mutatoare E.D.P. 1979
3. * * * — Catalog de circuite integrate IPRS, 1978.

A CHOPPER FOR DRIVING THE D. C MACHINE AS BOTH MOTOR AND REGENERATIVE BRAKE

ABSTRACT

In the paper is shown a chopper wich can change the sign of the current in the armature of the d.c machine i.e of the motor torque.

The braking method is regenerative and the mode of operation is set with a control unit made with IC's.

**CERCETĂRI EXPERIMENTALE PRIVIND ACȚIONAREA CU
MAȘINI LINIARE A CĂRUCIOARELOR GRNZILOR RULANTE**

DE

E. SERACIN, I. ȘORA, M. PRODAN, C. SCHUCH

1. Introducere

Acționarea electrică a grinzilor rulante implică realizarea a trei mișcări: mișcarea de ridicare-coborîre a sarcinii, mișcarea de translație a căruciorului și mișcarea de deplasare a grinzii. În prezent acționarea mecanismelor ce execută aceste mișcări se face cu mașini electrice rotative. Perfecționarea metodelor de proiectare și execuție a mașinilor liniare oferă posibilitatea aplicării lor pentru realizarea mișcării de translație a cărucioarelor și a grinzilor rulante. Avantajele principale ale acționării cu mașini liniare constau în eliminarea fenomenului de aderență și a sistemului de transmitere a mișcării de la motor la roțile de rulare, forța de tracțiune transmițându-se direct pe cale electromagnetică la calea de rulare.

Dintre soluțiile posibile de acționare cu mașini liniare [1, 2] s-a ales în primă etapă varianta cu motor unilateral și frînă electromagnetică liniară pentru limitarea vitezei. Această soluție s-a adoptat datorită simplității constructive și a prețului de cost mai redus. Cu toate că frîna introduce pierderi suplimentare de putere activă în sistemul de acționare, la o analiză globală a întregii soluții, comparativ cu varianta clasică, se apreciază că soluția analizată este posibilă sub aspect tehnico-economic.

2. Prezentarea bazei experimentale

În scopul efectuării cercetărilor experimentale privind soluția adoptată s-a construit în laboratorul de Acționări electrice al Catedrei de Utilizări și mașini electrice de la I. P. „Traian Vuia” Timișoara un stand cu cărucior rulant, acționat cu motor liniar montat pe o grindă fixă (fig. 1).

Schema de alimentare a standului este astfel concepută încît să permită alimentarea motorului liniar atît de la rețeaua de 50 Hz, cît și de la o sursă cu parametri variabili. Totodată schema de alimentare asigură obținerea unei tensiuni continue de valoare variabilă necesară excitației frinelor electromagnetice. Frînele electromagnetice au rolul de a limita viteza de translație a căruciorului în regim stabilizat și de asigurare a unui cuplu de frînare la oprire cu decelerații mici.

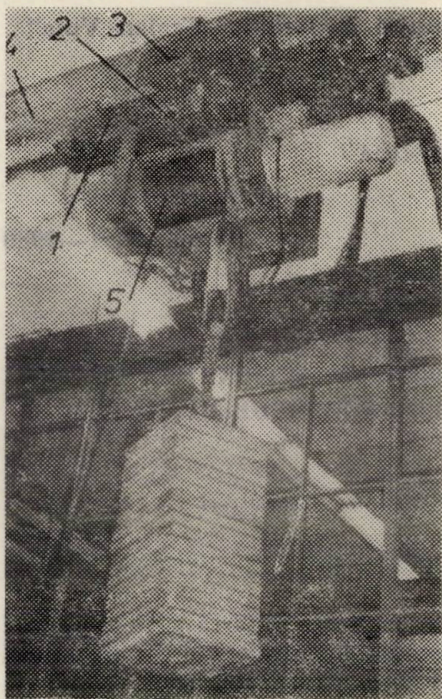


Fig. 1. Stand de laborator :
1 — cărucior; 2 — motor liniar; 3 —
frîne electromagnetice; 4 — grinda de
rulare; 5 — electropalan.

Standul de laborator fiind prevăzut cu un electropalan de 3,2 t, oferă posibilitatea modificării sarcinii căruciorului.

Efectuarea cercetărilor experimentale a fost precedată de operația de concepție, proiectare și execuție a schemelor electrice și bazei materiale necesare măsurării parametrilor electrice și mecanici. Astfel s-a construit un panou cu aparate de măsură și control prevăzut cu borne destinate conectării unor instrumente de precizie sau înregistratoare.

Viteza de translație a căruciorului se măsoară cu un generator tahometric adaptat printr-o construcție specială la cărucior.

Pentru măsurarea forței de pornire și forței rezistente s-au executat dispozitive echipate cu dinamometre.

3. Determinări experimentale pe stand

Pentru cunoașterea performanțelor noului sistem de acționare s-au făcut o serie de măsurători asupra mărimilor electrice și mecanice în regim dinamic și stabilizat.

Astfel s-a înregistrat pentru un ciclu de funcționare variația curentului și a vitezei motorului liniar în funcție de timp. Aceste măsurători s-au efectuat în diferite condiții de funcționare și anume :

- funcționarea în gol a căruciorului și la diferite sarcini la cârligul mecanismului de ridicare ;
- valori diferite ale forței de frinare, inclusiv fără utilizarea frinelor electromagnetice.

Dintre înregistrările care s-au efectuat în figura 2a, sint prezentate oscilogrammele curentului, vitezei și tensiunii pentru funcționarea în gol, iar în figura 2b, la funcționarea în sarcina de 1 t.

Din oscilogrammele prezentate se observă pornirea și oprirea fără șocuri a căruciorului datorită modului specific de variație a forței dezvoltate de mașina liniară și faptului că valoarea curentului prin motor este aproape aceeași în regim tranzitoriu și în regim stabilizat.

Forța de tracțiune la pornire a motorului liniar măsurată a fost de 461 N, iar cea rezistentă, în momentul inițial al pornirii de 150 N și de 108 N în regim stabilizat. Valorile medii măsurate experimental sint apropiate de cele determinate prin calcul.

Eficiența frinelor electromagnetice a fost evidențiată prin măsurarea spațiului de oprire în condițiile funcționării numai cu aceste frîne.

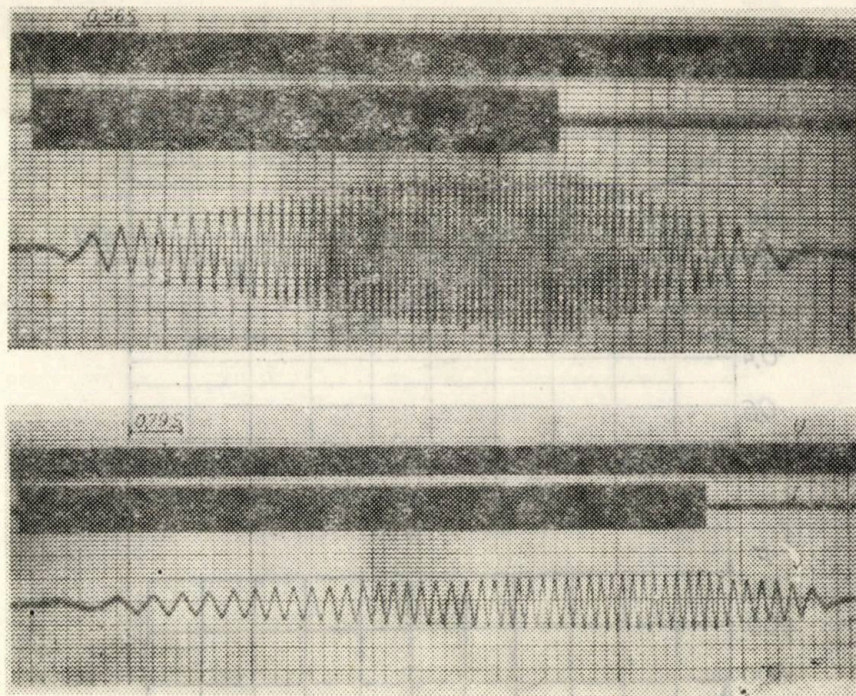


Fig. 2. Oscilograma curentului, vitezei și tensiunii :
a — funcționarea în gol; b — funcționarea la sarcina de 1 t.

Pe lângă faptul că măsurătorile au evidențiat comportarea acționării electrice în diferite condiții de funcționare, ele au servit și pentru determinarea caracteristicii mecanice forța de tracțiune F în funcție de viteza v a motorului.

Această caracteristică mecanică s-a obținut aplicând ecuația mișcării la pornire în gol, fără frine electromagnetice :

$$F - F_R = F_j = m \frac{dv}{dt} \quad (1)$$

unde F_R este forța rezistentă, F_j — forța inerțială și m — masa căruciorului.

Relația (1) a permis determinarea forței F prin măsurarea experimentală a forțelor F_j și F_R .

Forța F_j s-a obținut calculind curba accelerației $a = dv/dt$ din curbele $v = f(t)$ înregistrate cu oscilograful mecanic, valoarea masei m fiind cunoscută. Astfel în figura 3 este dată una din curbele de variație a accelerației a , iar în figura 4 caracteristica mecanică $F = f(v)$ corespunzătoare (curba a).

Pentru determinarea forței dezvoltate de frinele electromagnetice în funcție de viteză s-au folosit curbele de variație ale spațiului de frinare $s = f(t)$ la funcționarea cu motorul liniar deconectat de la rețea. Prin derivarea spațiului s-a obținut viteza $v = ds/dt$, din care s-a obținut curba de variație a accelerației $a = dv/dt = d^2s/dt^2$.

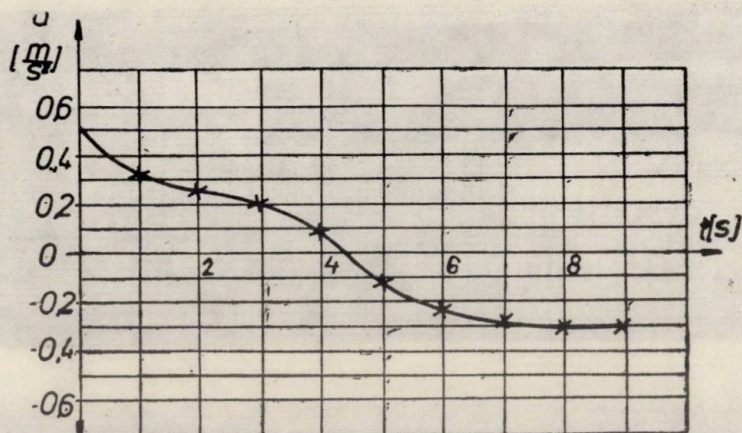


Fig. 3. Variația accelerației în funcție de timp la pornirea și oprirea căruciorului.

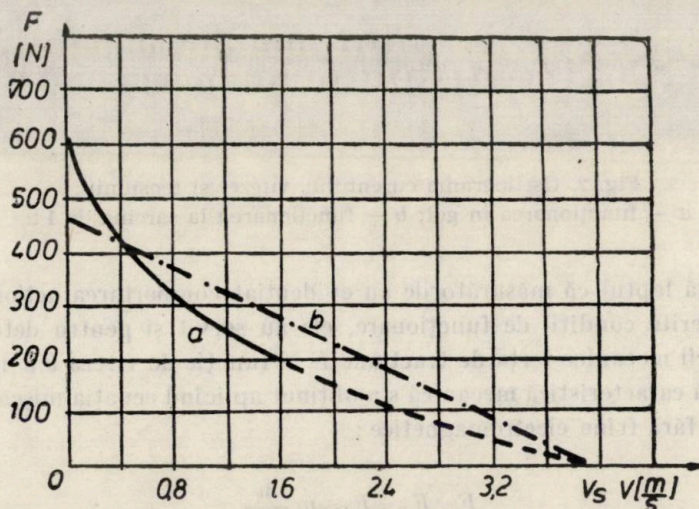


Fig. 4. Caracteristica mecanică a motorului liniar — forță de tracțiune în funcție de viteză :

a — caracteristica măsurată; *b* — caracteristica predeterminată prin calcul 1.

Aplicind ecuația mișcării sistemului rezultă cu $F=0$:

$$-(F_R + F_f) = F_f \quad (2)$$

în care F_t este forța dezvoltată de frîne. Ecuația (2) permite astfel determinarea forței F_f , forțele F_R și F_f fiind stabilite analog funcționării numai cu motor liniar. În figura 5 sînt prezentate două curbe $F_f = f(v)$ pentru cazul modificării curențului de excitație prin frînele electromagnetice. Creșterea forței de frînare la viteze sub 0,5 m/se explică prin aceea că forța de frecare a fost considerată constantă.

Observații și concluzii

Din rezultatele cercetării experimentale rezultă valori ale forței dezvoltate de motorul liniar apropiate de cele calculate analitic. În cazul frinelor electromagnetice se constată o alură a curbei de variație a forței de frinare corespunzătoare celei calculate teoretic; valorile experimentale sînt însă inferioare celei determinate prin calcul, fapt ce impune o reconsiderare din acest punct de vedere a frinelor electromagnetice în sensul îmbunătățirii performanțelor lor.

Folosirea frinelor electromagnetice în vederea opririi, în locul frinelor mecanice, sau al frînării în contracurent atenuează mult fenomenul de pendulare al sarcinii de ridicat, mărind în schimb spațiul de frinare.

În urma experimentărilor a mai rezultat importanța alimentării frinelor electromagnetice cu un curent bine filtrat.

Studiile experimentale efectuate pînă în prezent evidențiază posibilitatea de aplicare acestei soluții de acționare. Ele sînt utilizate pentru îmbunătățirea performanțelor noului sistem de acționare în vederea execuției unui prototip industrial.

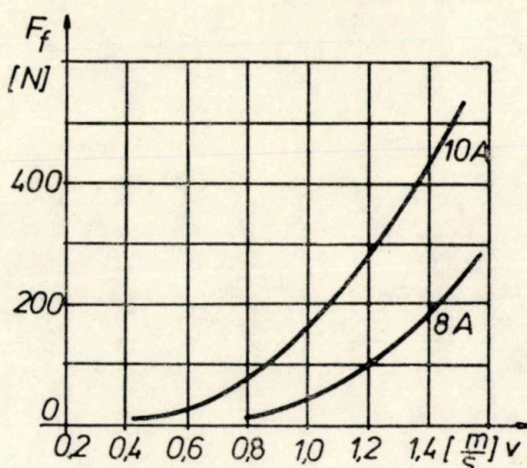


Fig. 5. Variația forței de frinare a frinelor electromagnetice în funcție de viteză.

BIBLIOGRAFIE

1. Seracin E., Șora I., Prodan M., Popovici D., Scăreanu P., Babescu M., Schuch C. Acționări cu mașini liniare a mecanismelor de translație Facultatea Electrotehnică Timișoara, protocol pentru contract cu ICEP Craiova, 1976—1978.
2. Seracin E., Prodan M., Babescu M., Schuch C. Asupra unei soluții de acționare electrică a grinzilor rulante cu motoare liniare. ICP-EP Craiova buletin 1978.

EXPERIMENTELLE FORSCHUNGEN BEZÜGLICH DES ELEKTRISCHEN ANTRIEBS DER LAUFKATZE MIT LINEARMOTOREN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit werden einige Schlussfolgerungen der experimentellen Forschung bezüglich des elektrischen Antriebs einer Laufkatze vorgestellt.

Die elektrisch und mechanisch ausgeführte Messungen bezweckte die Überprüfung der projektierten Parameter des Antriebssystems.

STUDIUL REGIMULUI DINAMIC LA PORNIREA MOTORULUI
ASINCRON CU INELE ȘI FRÎNĂ MECANICĂ AUTOREGLABILĂ
LA ACȚIONAREA MECANISMELOR DE RIDICARE

DE

ST. BĂLTEANU

1. **Punerea problemei.** La acționarea mecanismelor de ridicat (MR) este frecvent utilizată schema cu mașină de inducție cu inele și frână mecanică (FM), autoreglabilă, comandată prin ridicător electrohidraulic (REH), pentru obținerea unei microviteze [1, p. 305]. În cadrul acestui sistem, nu se cunosc expresiile vitezei unghiulare $\Omega(t)$ a motorului de acționare la pornire în cazul ridicării și respectiv coborârii sarcinii cu microviteză.

În cele ce urmează se prezintă algoritmul pentru calculul vitezei unghiulare $\Omega(t)$ a motorului de acționare, cu luarea în considerare a cuplului rezistent M_r și a cuplului de frinare M_f dezvoltat de FM autoreglabilă comandată prin REH, în cazul ridicării și respectiv coborârii sarcinii cu microviteză.

2. **Ipozeze de calcul.** Considerăm că stingerea proceselor electromagnetice tranzitorii se face mai repede decât a celor mecanice astfel încît în fiecare moment sînt valabile, pentru mașina de inducție cu inele și pentru FM autoreglabilă, caracteristicile mecanice statice.

3. **Metoda propusă.** În cadrul studiului procesului de pornire a sistemului, de acționare menționat se consideră cunoscut momentul de inerție J , tipul FM și a REH, cuplul nominal M și caracteristicile mecanice $M=f(\Omega)$ ale motorului de inducție considerate ca fiind drepte (fig. 1).

Ecuția mișcării la ridicarea sarcinii, pe treapta de microviteză, pentru sistemul de acționare menționat, este :

$$k_x M \left(1 - \frac{\Omega_x}{\Omega_1}\right) - A_f \left\{ F_{cN} - F_{pN} \left[\left(1 - \frac{\Omega_x}{\Omega_1}\right)^2 - \delta^2 \right] \right\} - M_r = J \frac{d\Omega_x}{dt}, \quad (1)$$

unde s-au introdus următoarele notații :

$$k_x = \frac{1}{S_{xN}} = \frac{R_2}{S_N (R_x + R_2)};$$

S_{xN} — alunecarea curentă pe caracteristica artificială de ordinul x a motorului ;

$R_x + R_2$ — rezistența totală din circuitul rotoric ;

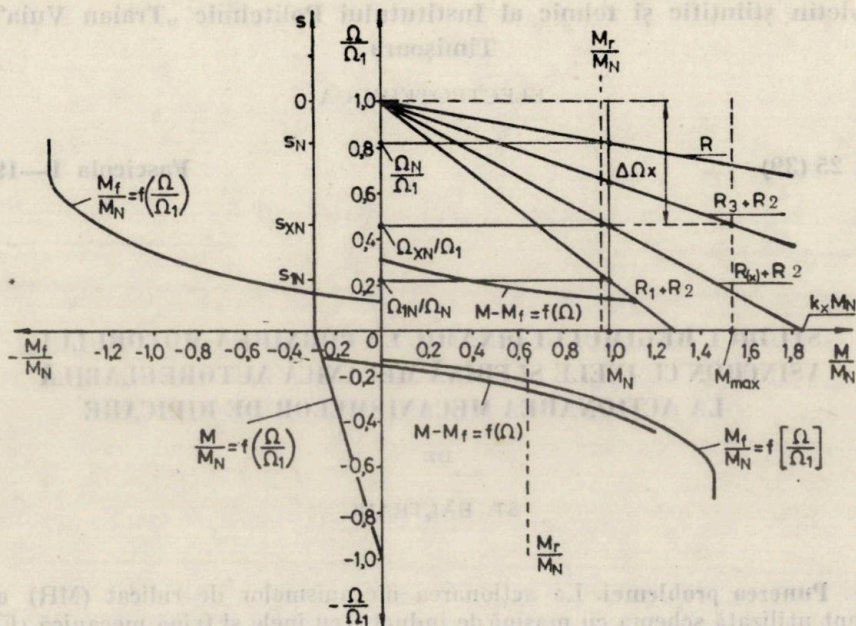


Fig. 1. Caracteristicile cuplului motorului de inducție M2-62-10 și a FM comandate prin REH, pentru diferite rezistențe inseriate în circuitul indusului.

A_f și δ^2 — constante ale FM [2, p. 169 și 3 pct. 2];
 F_{eN} și F_p — forțe dezvoltate de REH [2, p. 169];
 Ω_1 — viteza unghiulară a câmpului magnetic învîrtitor al motorului de inducție.

Notăm :

$$y = \Omega_x - \Omega_1; \frac{dy}{dt} = \frac{d\Omega_x}{dt}; \quad (2)$$

ecuația (1) devine :

$$\frac{dy}{dt} = \frac{A_f F_{pN}}{J \Omega_1^2} y^2 - \frac{k_x M_N}{J \Omega_1} y - \left(\frac{\delta^2 A_f F_{pN} + A_f F_{eN} + M_r}{J} \right); \quad (3)$$

care se poate scrie sub forma :

$$y' = ay^2 + by + c. \quad (4)$$

Timpul de pornire, la ridicarea sarcinii pe treapta de microviteză, este :

$$t = \int \frac{dy}{ay^2 + by + c}. \quad (5)$$

La efectuarea integralei intervine Δ , care se exprimă prin relația :

$$\Delta = b^2 - 4ac = \frac{k_x^2 M_N^2}{J^2 \Omega_1^2} + 4 \frac{A_f^2 \delta^2 F_{pN}^2 + A_f^2 F_{pN} F_{eN} \pm A_f F_{pN} M_r}{J^2 \Omega_1^2} \quad (6)$$

Deoarece $\Delta > 0$, soluția este :

$$\Omega_{1x}(t) = \Omega_1 + \frac{\sqrt{\Delta} - b}{2a} - \frac{\sqrt{\Delta}}{2a} \cdot \frac{e^{\frac{\sqrt{\Delta}}{2}(t-C_0)}}{\text{sh} \left[\frac{\sqrt{\Delta}}{2}(t-C_0) \right]} \quad (7)$$

Condițiile inițiale sînt : $t=0$; $\Omega_x=0$ și $y=-\Omega_1$. În acest caz C_0 este :

$$C_0 = \frac{1}{\sqrt{\Delta}} \ln \left| \frac{2a\Omega_1 - b - \sqrt{\Delta}}{2a\Omega_1 - b + \sqrt{\Delta}} \right| \quad (8)$$

Cazul $\Delta < 0$ se exclude datorită naturii fenomenului fizic. Cazul $\Delta = 0$ poate interveni numai în situație de avarie (întreruperea alimentării cu energie electrică și ruperea arcului de frinare).

Expresia vitezei unghiulare $\Omega_{1x}(t)$ a motorului de acționare, la coborîrea sarcinii cu microviteză este dată de (7) cazul $\Delta > 0$, constantele a , b , și c avînd alte valori.

Calculule vitezelor unghiulare $\Omega_{1x}(t)$ ale motorului, pe treapta de microviteză a MR se fac cu ajutorul ordinatului. În fig. 2 este prezentată organi-

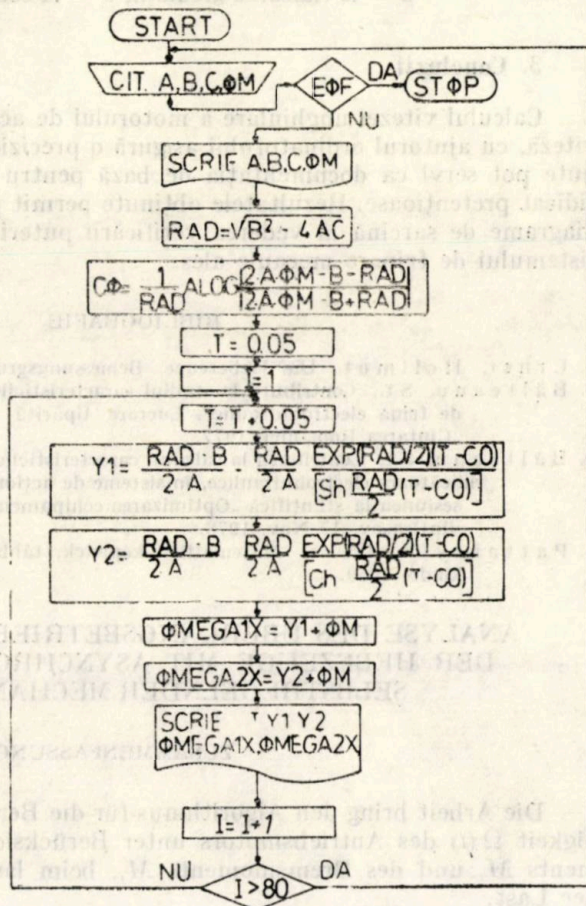


Fig. 2. Organigramă de calcul pentru determinarea vitezei unghiulare reglabile, în regim tranzitoriu, a motorului M2-62-10 de la MR a unui pod rulant.

grama de calcul pentru determinarea vitezei unghiulare reglabile, în regim tranzitoriu, a motorului M2-62-10, de la MR a podului rulant, care are următoarele date: sarcina nominală, $Q_N=80$ kN; - viteza de ridicare, $V_N=6,3$ m/min; - microviteza 1,4 m/min; raport de transmisie, $i_t=57,5$; - cuplul rezistent la sarcină nominală, $M_r=158$ Nm; momentul de inerție echivalent, $J=2,003$ Nms²; motor asincron cu inele tip M2-62-10 ($P_N=11$ kW, $M_N=180$ N_m, $n=580$ rot/min.). Frâna mecanică cu REH tip R 50/5, a, b, c, poz. de montaj A [3. pct. 2] cu următoarele date: $D_f=0,32$ m; $F_{pN}=973$ N; $F_{cN}=500$ N; $\delta^2=0,092$; $A_f=0,75$.

Rezultatele obținute sînt prezentate în fig. 3.

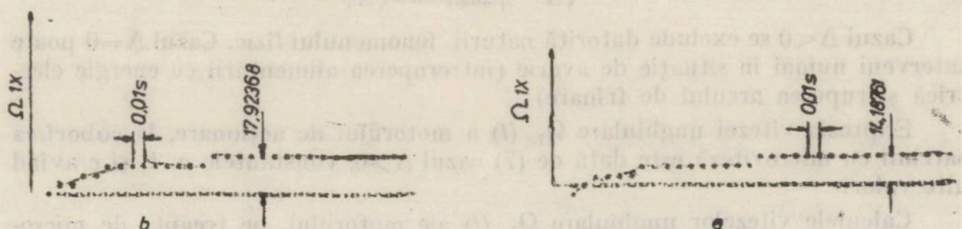


Fig. 3. Dependența vitezei unghiulare reglabile Ω_{1z} de timp:
a — la ridicarea greutății; b — la coborîrea greutății.

3. Concluzii

Calculul vitezei unghiulare a motorului de acționare, la pornirea cu microviteză, cu ajutorul ordinatului asigură o precizie ridicată iar rezultatele obținute pot servi ca documentația de bază pentru proiectarea mecanismelor de ridicat pretențioase. Rezultatele obținute permit proiectantului să construiască diagrame de sarcină în vederea verificării puterii motorului de acționare și a sistemului de frînare-mecanic ales.

BIBLIOGRAFIE

1. Ernst, Hellmut, Die Hebezeuge, Bemessungsgrundlagen Bauteile Antriebe, 1973.
2. Bălțeanu, St., Contribuții la studiul caracteristicilor de funcționare ale ridicătoarelor de frînă electrohidraulice. Lucrare tipărită în volumul sesiunii de comunicări „Cîntarea României, 1977.
3. Bălțeanu, St. Contribuții la calculul caracteristicilor frinelor mecanice comandate prin ridicătoare electrohidraulice, în sisteme de acționare electrice. Lucrarea comunicată sesiunea la științifică „Optimizarea echipamentelor electrice și electronice“, Univ. din Brașov, 17 Nov. 1978.
4. Pattantyús, Géza. Matematikai képletek, táblázatok. Budapest. Műszaki könyvkiadó, 1959.

ANALYSE DES ÜBERGANGSBETRIEBES BEIM ANTRIEB DER HEBEZEUGE MIT ASYNCHRONMOTOR UND SELBSTREGELNDER MECHANISCHER BREMSE

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit bringt den Algorithmus für die Berechnung der Winkelgeschwindigkeit $\Omega(t)$ des Antriebsmotors unter Berücksichtigung des Widerstandsmoments M_r und des Bremsmoments M_f , beim langsamen haben, bzw. senken der Last.

ASUPRA FUNCȚIONĂRII CU CURENT NEÎNTRERUPT A UNUI MOTOR DE CURENT CONTINUU ALIMENTAT CU IMPULSURI DE TENSIUNE

DE

Ioan Balaci

1. Introducere

Acționările electrice cu motoare de c.c. au încă o largă răspindire, în special în cazul instalațiilor de transport unde cca. 50% din acestea utilizează acționări în c.c. [1]. Reglarea și modificarea vitezei acestor acționări se face tot mai mult apelându-se la instalații electronice.

Pentru ca modificarea vitezei să se facă economic se intervine cel mai des asupra modificării valorii tensiunii de alimentare [2]. În prezenta lucrare se consideră cazul când valoarea medie a tensiunii de alimentare a motorului este modificată prin intermediul unui variator de tensiune continuă (V.T.C.), fig. 1, la ieșirea căruia tensiunea se prezintă sub formă de impulsuri, a căror lățime și/sau frecvență poate fi modificată.

În figura 1, s-a considerat a face parte din structura V.T.C. și dioda de nul, D , care asigură circulația curentului prin motor în intervalele de timp cît întreprupătorul electronic, S , este deschis.

2. Notății

- U — tensiunea de alimentare a V.T.C. ;
 M — cuplul de arbore dezvoltat de motor ;

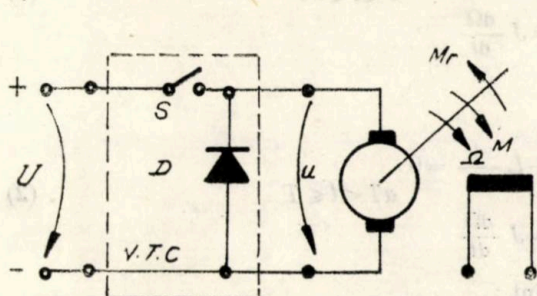


Fig. 1. Schemă de principiu a alimentării prin V.T.C. a unei acționări cu motor de c.c.

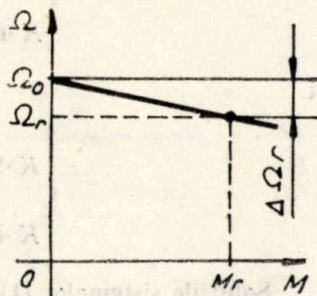


Fig. 2. Caracteristica mecanică naturală a motorului de c.c.

- M_r — cuplul static rezistent la arborele motorului de c.c., considerat constant în timp ;
 J — momentul de inerție al acționării, raportat la arborele motorului ;
 K — constantă a mașinii [2] ;
 T — perioada de lucru a V.T.C. ;
 R — rezistența electrică totală din circuitul indusului motorului ;
 L — inductivitatea totală din circuitul indusului ;

$$T_e = \frac{L}{R} \text{ — constanta electromagnetică a circuitului indusului ;}$$

$$T_m = \frac{J \cdot R}{K^2} \text{ — constanta electromecanică a motorului ;}$$

$$I_r = \frac{M_r}{K} \text{ — curentul motorului în regim staționar, la cuplul rezistent } M_r ;$$

u — valoarea momentană a tensiunii la bornele motorului ;

a — durata relativă de conducție a V.T.C., $0 \leq a \leq 1$;

i — valoarea momentană a curentului prin motor ;

Ω — valoarea momentană a vitezei unghiulare a motorului ;

I_{med}, Ω_{med} — valorile medii pe o perioadă a curentului prin motor, respectiv a vitezei unghiulare a motorului ;

$\Omega_0 = \frac{U}{K}$ — viteza unghiulară de mers în gol ideal a motorului pe caracteristica mecanică naturală, fig. 2 ;

$\Delta\Omega_r = \frac{M_r \cdot R}{K^2}$ — căderea de viteză a motorului pe caracteristica mecanică naturală la cuplul rezistent la arborele motorului — M_r , fig. 2 ;

$\Omega_r = \Omega_0 - \Delta\Omega_r$ — viteza unghiulară a motorului în regim staționar, pe caracteristica naturală, la cuplul rezistent la arbore M_r , fig. 2.

3. Tratare

3.1. Relațiile care descriu variația în timp a mărimilor i și Ω din fig. 3.b, respectiv fig. 3.c, se pot calcula rezolvind următoarele sisteme de ecuații diferențiale [2] :

$$\begin{cases} K \cdot \Omega + i \cdot R + L \frac{di}{dt} = U \\ K \cdot i - M_r = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad 0 \leq t \leq aT \quad (1)$$

și

$$\begin{cases} K \cdot \Omega + i \cdot R + L \frac{di}{dt} = 0 \\ K \cdot i - M_r = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad aT < t \leq T \quad (2)$$

Soluțiile sistemelor (1) și (2) sînt :

a) Pentru cazul :

$$T_m > 4 \cdot T_e \quad (3)$$

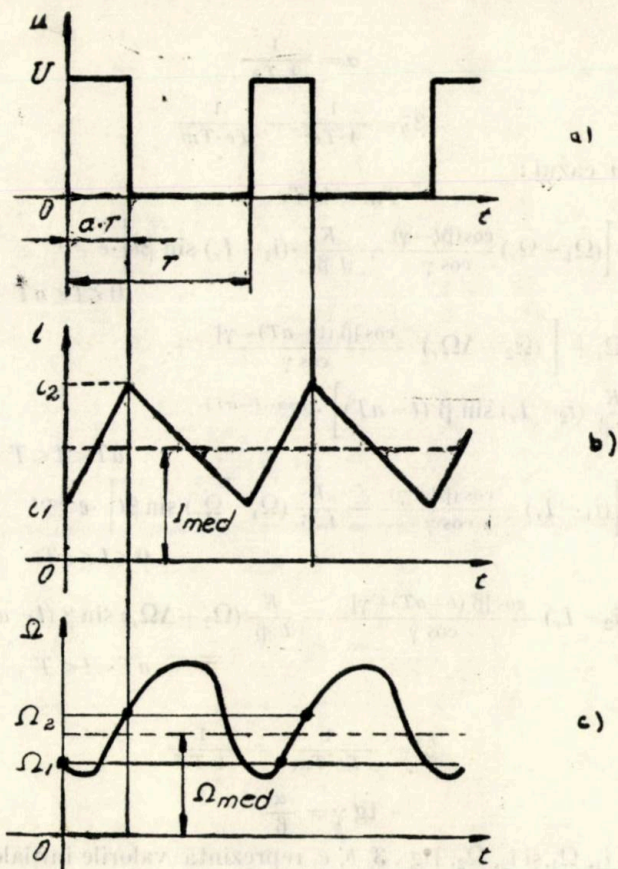


Fig. 3. Formele de variație în timp a mărimilor u, i, Ω

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega_r + \left[(\Omega_1 - \Omega_r) (\operatorname{ch} \beta_h \cdot t + \frac{\alpha}{\beta_h} \operatorname{sh} \beta_h \cdot t) + \frac{K}{J \cdot \beta_h} (i_1 - I_r) \operatorname{sh} \beta_h \cdot t \right] \cdot e^{-\alpha \cdot t} & 0 \leq t \leq aT \\ -\Delta\Omega_r + \left[(\Omega_2 + \Delta\Omega_r) (\operatorname{ch} \beta_h (t - aT) + \frac{\alpha}{\beta_h} \operatorname{sh} \beta_h (t - aT) + \right. \\ \left. + \frac{K}{J \cdot \beta_h} (i_2 - I_r) \operatorname{sh} \beta_h (t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha \cdot (t - aT)} & aT < t \leq T \end{cases} \quad (4)$$

$$i(t) = \begin{cases} I_r + \left[(i_1 - I_r) (\operatorname{ch} \beta_h \cdot t - \frac{\alpha}{\beta_h} \operatorname{sh} \beta_h \cdot t) - \frac{K}{L \cdot \beta_h} (\Omega_1 - \Omega_r) \operatorname{sh} \beta_h \cdot t \right] \cdot e^{-\alpha \cdot t} & 0 \leq t \leq aT \\ I_r + \left[(i_2 - I_r) (\operatorname{ch} \beta_h (t - aT) - \frac{\alpha}{\beta_h} \operatorname{sh} \beta_h (t - aT) - \right. \\ \left. - \frac{K}{L \cdot \beta_h} (\Omega_2 + \Delta\Omega_r) \operatorname{sh} \beta_h (t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha \cdot (t - aT)} & aT < t \leq T \end{cases} \quad (5)$$

în care :

$$\alpha = \frac{1}{2 \cdot T e} \quad (6)$$

$$\beta_h^2 = \frac{1}{4 \cdot T e^2} - \frac{1}{T e \cdot T m} \quad (7)$$

b) Pentru cazul :

$$T m < 4 \cdot T e \quad (8)$$

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega_r + \left[(\Omega_1 - \Omega_r) \frac{\cos(\beta t - \gamma)}{\cos \gamma} + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot (i_1 - I_r) \sin \beta t \right] \cdot e^{-\alpha \cdot t} & 0 \leq t \leq aT \\ -\Delta \Omega_r + \left[(\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \frac{\cos[\beta(t - aT) - \gamma]}{\cos \gamma} + \right. & aT < t \leq T \\ \left. + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_2 - I_r) \sin \beta(t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha \cdot (t - aT)} & \end{cases} \quad (9)$$

$$i(t) = \begin{cases} I_r + \left[(i_1 - I_r) \frac{\cos(\beta t + \gamma)}{\cos \gamma} - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) \sin \beta t \right] \cdot e^{-\alpha \cdot t} & 0 \leq t \leq aT \\ I_r + \left[(i_2 - I_r) \frac{\cos[\beta(t - aT) + \gamma]}{\cos \gamma} - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \sin \beta(t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha \cdot (t - aT)} & aT < t \leq T \end{cases} \quad (10)$$

în care :

$$\beta^2 = \frac{1}{T e \cdot T m} - \frac{1}{4 \cdot T e^2} \quad (11)$$

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\alpha}{\beta} \quad (12)$$

Mărimile i_1 , Ω_1 și i_2 , Ω_2 , fig. 3. b, c, reprezintă valorile inițiale ale mărimilor i și Ω pe intervalele $(0, aT)$ respectiv (aT, T) .

Modul de calcul a mărimilor i_1 , Ω_1 , i_2 , Ω_2 , depinde de condițiile în care acționarea este studiată. În cazul prezentat în fig. 3, valorile lui i și Ω sînt aceleași la începutul și la sfîrșitul perioadelor de lucru. Avînd în vedere faptul că, în aceste condiții de funcționare a acționării, valorile medii pe o perioadă ale curentului i și vitezei unghiulare Ω sînt constante de la o perioadă la alta, se denumește acest mod de funcționare *cu valori medii constante*. Acest mod de funcționare corespunde situației în care a , T și M_r sînt constante în timp. În cazul în care intervine modificarea mărimilor a , T sau M_r de la o perioadă la alta se poate vorbi de modul de funcționare *cu valori medii variabile*.

Pentru aflarea valorilor inițiale i_1 , Ω_1 , i_2 , Ω_2 , în cazul modului de funcționare cu valori medii constante, fig. 3, se pot scrie următoarele egalități :

$$\begin{cases} i(aT) = i_2 \\ \Omega(aT) = \Omega_2 \\ i(T) = i_1 \\ \Omega(T) = \Omega_1 \end{cases} \quad (13)$$

Înlocuind relațiile (13) în (4), (5) sau (9), (10), se obține un sistem de patru ecuații liniare cu patru necunoscute i_1 , i_2 , Ω_1 , Ω_2 . Pentru rezolvarea sistemului de ecuații generat de relațiile (13) este necesar a se folosi un calculator numeric cu scopul reducerii timpului de calcul.

3.2. Sistemul generat de ecuațiile (13) are valabilitate atîta timp cît ne situăm în regimul de funcționare cu curent neîntrerupt, fig. 3. b, adică $i_1 > 0$.

Prezintă interes practic a se calcula valoarea minimă a curentului I_r pentru care încă acționarea mai lucrează cu curent neîntrerupt. Pentru aflarea acestei valori minime, notată I_{rlim} , se impune în egalitățile (13) condiția :

$$i_1 = 0 \quad (14)$$

În acest caz alegînd în sistemul generat de relațiile (13) ca necunoscute mărimile i_2 , Ω_1 , Ω_2 , I_{rlim} și rezolvîndu-l se poate afla valoarea minimă căutată. Se poate observa că aceasta este dependentă de mărimile a , T (mărimi de comandă a variatorului).

3.3. Performanțele unei acționări se apreciază și prin posibilitățile pe care le oferă în ce privește plaja de modificare a vitezei. În acest scop se apelează la caracteristicile mecanice artificiale. În cazul unui motor de c.c. alimentat prin V.T.C. caracteristicile mecanice artificiale se exprimă prin relația :

$$\Omega_{med} = f(I_{med}) \quad (15)$$

în care valorile medii se calculează cu următoarele relații :

a) $Tm > 4 \cdot Te$

$$\Omega_{med} = a \cdot \Omega_0 - \Delta\Omega_r + \frac{Te \cdot Tm \cdot \beta_h}{T} \cdot (A + B + C + D) \quad (16)$$

iar

$$I_{med} = I_r + \frac{1}{T \cdot \beta_h} \left[(i_1 - I_r) \cdot \text{sh } \beta_h aT \cdot e^{-\alpha aT} + (i_2 - I_r) \cdot \text{sh } \beta_h (1-a) T \cdot e^{-\alpha(1-a)T} \right] - \frac{Te \cdot Tm \cdot \beta_h}{T} [AI + BI] \quad (17)$$

în care :

$$\begin{aligned} A &= (\Omega_1 - \Omega_r) \left[2 \frac{\alpha}{\beta_h} (1 - \text{ch } \beta_h aT \cdot e^{-\alpha aT}) - \frac{\alpha^2 + \beta_h^2}{\beta_h^2} \text{sh } \beta_h aT \cdot e^{-\alpha aT} \right] \\ B &= (\Omega_2 + \Delta\Omega_r) \left[2 \frac{\alpha}{\beta_h} (1 - \text{ch } \beta_h (1-a) T \cdot e^{-\alpha(1-a)T}) - \frac{\alpha + \beta_h^2}{\beta_h^2} \text{sh } \beta_h (1-a) T \cdot e^{-\alpha(1-a)T} \right] \\ C &= \frac{K}{J \cdot \beta_h} (i_1 - I_r) \left[1 - (\text{ch } \beta_h aT + \frac{\alpha}{\beta_h} \text{sh } \beta_h aT) \cdot e^{-\alpha aT} \right] \\ D &= \frac{K}{J \cdot \beta_h} (i_2 - I_r) \left[1 - (\text{ch } \beta_h (1-a) T + \frac{\alpha}{\beta_h} \text{sh } \beta_h (1-a) T) \cdot e^{-\alpha(1-a)T} \right] \\ AI &= \frac{K}{L \cdot \beta_h} \left[(\Omega_1 - \Omega_r) (1 - (\text{ch } \beta_h aT + \frac{\alpha}{\beta_h} \text{sh } \beta_h aT) \cdot e^{-\alpha aT}) \right] \\ BI &= \frac{K}{L \cdot \beta_h} \left[(\Omega_2 + \Delta\Omega_r) (1 - (\text{ch } \beta_h (1-a) T + \frac{\alpha}{\beta_h} \text{sh } \beta_h (1-a) T) \cdot e^{-\alpha(1-a)T}) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

b) $Tm < 4 \cdot Te$

$$\Omega_{med} = a \cdot \Omega_0 - \Delta\Omega_r + \frac{Te \cdot Tm \cdot \beta}{T \cdot \cos \gamma} \cdot F \quad (19)$$

iar

$$I_{med} = I_r - \frac{J \cdot Te \cdot Tm \cdot \beta^2}{K \cdot T \cdot \cos \gamma} \cdot FI \quad (20)$$

în care :

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{\Omega_1 - \Omega_r}{\cos \varphi_1} [\sin(\beta a T - \varphi_1 - \gamma) \cdot e^{-\alpha a T} + \sin(\varphi_1 + \gamma)] + \\
 &+ \frac{\Omega_2 + \Delta \Omega_r}{\cos \varphi_2} [\sin(\beta(1-a)T - \varphi_2 - \gamma) \cdot e^{-\alpha(1-a)T} + \sin(\varphi_2 + \gamma)] \\
 FI &= \frac{\Omega_1 - \Omega_r}{\cos \varphi_1} [\cos \varphi_1 - \cos(\beta a T - \varphi_1) \cdot e^{-\alpha a T}] + \\
 &+ \frac{\Omega_2 + \Delta \Omega_r}{\cos \varphi_2} [\cos \varphi_2 - \cos(\beta(1-a)T - \varphi_2) \cdot e^{-\alpha(1-a)T}] \quad (21)
 \end{aligned}$$

unde :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \operatorname{tg} \gamma + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot \frac{i_1 - I_r}{\Omega_1 - \Omega_r}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \operatorname{tg} \gamma + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot \frac{i_2 - I_r}{\Omega_2 + \Delta \Omega_r}$$

4. Rezultate calculate

S-a considerat un motor de c.c. cu excitație separată cu următoarele date : $U=220\text{V}$, $I_N=20\text{A}$, $L=10,45\text{mH}$, $R=0,825\Omega$, $K=1,944\text{V/rad.s}$, $J=1,15\text{kg} \cdot \text{m}^2$. Cu datele de mai sus este îndeplinită condiția $T_m > 4 \cdot T_e$.

Atât rezolvarea sistemelor de ecuații, la care s-a folosit metoda Gauss [4], cât și celelalte calcule au fost efectate cu calculatorul numeric, elaborindu-se un program în limbajul FORTRAN. Rezultatele calculelor sînt prezentate în fig. 4 și fig. 5.

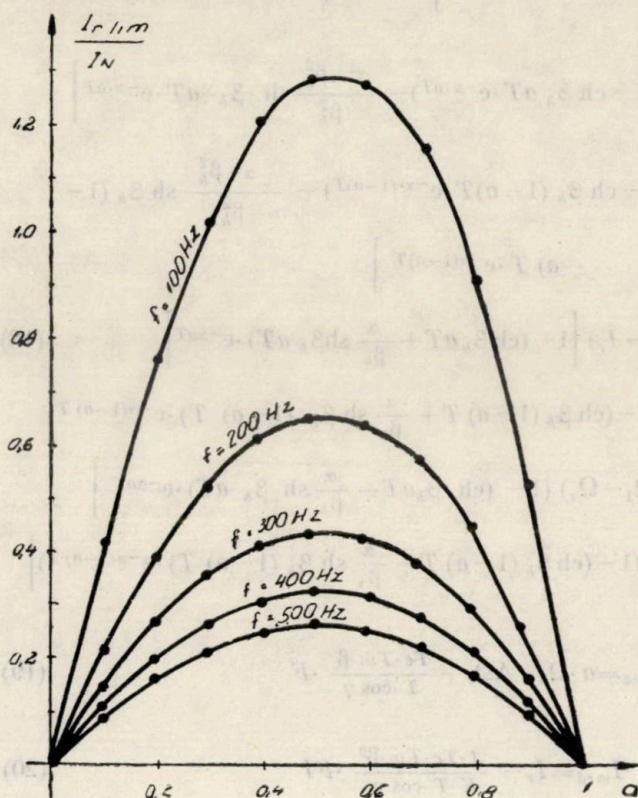


Fig. 4. Dependența limitei de curent întrerupt de a și T .

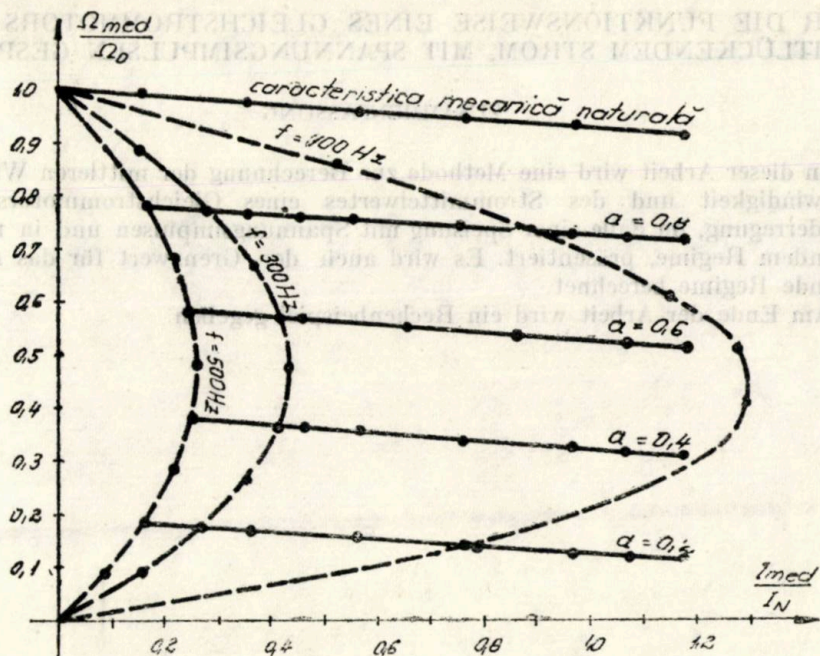


Fig. 5. Caracteristicile $\Omega_{med} = f(I_{med})$ ale motorului de c.c.

Din analiza valorilor obținute pentru Ω_{med} și I_{med} din fig. 5 se constată că la funcționarea cu curent neîntrerupt se poate scrie :

$$\Omega_{med} \cong a \cdot \Omega_0 - \Delta\Omega_r \quad (22)$$

$$I_{med} \cong I_r \quad (23)$$

5. Concluzii

Metodele de calcul prezentate permit cunoașterea cu rapiditate a comportării unei acționări cu motoare de c.c. în cazul alimentării lor prin V.T.C. Deși s-a analizat doar modul de funcționare cu valori medii constante relațiile care descriu formele de undă pot fi folosite și în cazul modului de funcționare cu valori medii variabile.

Calculul limitei de apariție a regimului de curent întrerupt oferă posibilitatea alegerii frecvenței de lucru a V.T.C. astfel încât zona de utilizare a motorului, în ce privește cuplurile rezistente, să se găsească în regimul de funcționare cu curent neîntrerupt, unde caracteristicile mecanice artificiale sînt practic paralele cu caracteristica naturală.

Dezavantajul metodelor constă într-o complexitate crescută a diferitelor relații care le face utilizabile doar prin intermediul calculatorului numeric.

BIBLIOGRAFIE

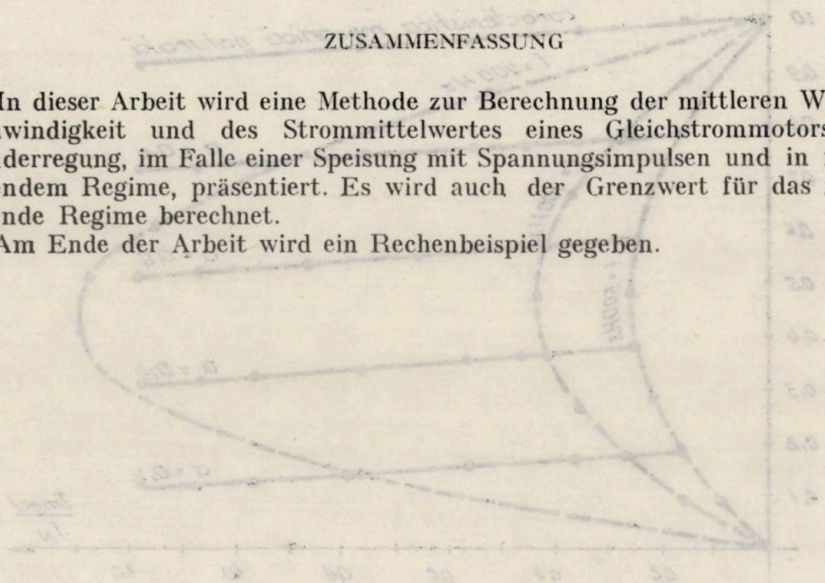
1. Wagner R., Thyristortechnik für Gleichstrombahnen, Siemens Zeitschrift 48 (1974), H 10.
2. Brașovan M., Acționări electromecanice, Editura didactică și pedagogică, București, 1967.
3. Kelemen A., Imesc M., Mutatoare, Editura didactică și pedagogică, București, 1978.
4. Dăncea I., Programarea calculatoarelor numerice, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1973.

ÜBER DIE FUNKTIONSWEISE EINES GLEICHSTROMMOTORS MIT NICHTLÜCKENDEM STROM, MIT SPANNUNGSPULSEN GESPEIST

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wird eine Methode zur Berechnung der mittleren Winkelgeschwindigkeit und des Strommittelwertes eines Gleichstrommotors mit Fremderregung, im Falle einer Speisung mit Spannungsimpulsen und in nicht-lückendem Regime, präsentiert. Es wird auch der Grenzwert für das nicht-lückende Regime berechnet.

Am Ende der Arbeit wird ein Rechenbeispiel gegeben.



ORIENTĂRI NOI ÎN ORGANIZAREA ACTIVITĂȚII DE ÎNTREȚINERE REPARAȚII

DE

Conf. dr. ing. COCÎRLĂ TRANDAFIR

ș.l. dr. ing. POCINOG GRIGORIE

1. Introducere

În documentele proiect privind DIRECTIVELE Congresului al XII-lea al Partidului Comunist Român referitor la „întreținerea și repararea fondurilor fixe”, se arată următoarele :

„În vederea utilizării intensive a capacităților productive, a tuturor fondurilor fixe din economie se vor lua măsuri ferme pentru organizarea și desfășurarea în cele mai bune condiții a activității de întreținere și reparație a întregului parc de mașini, utilaje și instalații din dotarea unităților economice.

Este necesar să se acționeze pentru folosirea corespunzătoare și dezvoltarea sectoarelor de întreținere existente în unitățile economice precum și pentru extinderea și diversificarea rețelei de întreprinderi“ *)

Plecînd de la aceste cerințe prevăzute în documentele de partid pentru etapa viitoare de dezvoltare a țării, evident că întreaga activitate de reparații trebuie să fie reconsiderată din toate punctele de vedere și în primul rînd, al organizării ei.

2. Centralizarea activității de reparații

Centralizarea activităților de reparații în cadrul centralelor industriale pînă la un anumit nivel, funcție de posibilitățile de care dispune, are anumite avantaje, dintre care cele mai importante sînt :

a) Poate organiza ateliere centrale, specializate, bine dotate cu mașini-unelte și utilaje și încadrate cu personal cu înaltă calificare.

b) Poate concentra producția pieselor de schimb în aceste ateliere (mai ales a celor dificile) datorită mijloacelor de care dispune.

Dispersarea producției de piese de schimb în fiecare unitate subordonată are o eficiență scăzută, în mod deosebit datorită :

- dispersării și încărcării neuniforme a mașinilor-unele;
- dispersării și utilizării neraționale a forței de muncă ;

* PROIECT-DIRECTIVELE Congresului al XII-lea al Partidului Comunist Român cu privire la dezvoltarea economico-socială a României, în cincinalul 1981—1985 și orientările de perspectivă pînă în 1990. — Scinteia, nr. 11473/12.VII.1979.

- unor greutăți în aprovizionarea cu materiale și semifabricate ;
 - unei asistențe tehnice de mai slabă calitate ;
 - unor posibilități mai reduse de ridicare a nivelului profesional.
- c) Poate concentra o forță de muncă numeroasă și de specialitate în situații dificile, cînd unitățile subordonate nu pot face față cu personalul de care dispun.
- d) Poate dispune de însemnate mijloace de ridicat și transportat care să asigure rapiditatea demontării și montării sau a înlocuirii utilajelor.
- e) Poate iniția studii și cercetări asupra cauzelor avariilor, uzurii premature a unor piese, metodelor optime de organizare și planificare a activităților etc.
- f) Se asigură posibilități mari pentru formarea unor specialiști de înaltă calificare în problema de întreținere și reparații, care la rîndul lor vor contribui la creșterea calificării specialiștilor din unitățile în subordine.
- g) Poate pune bazele unui sistem de conducere și urmărire a reparațiilor cu ajutorul calculatorului.

Necesitatea concentrării și specializării lucrărilor de reparații și în primul rînd a pieselor de schimb constituie obiectul a numeroase studii pe plan național și mondial. Literatura de specialitate indică diverse lucrări prin care se susține ideea centralizării lucrărilor de reparații a concentrării și specializării fabricației pieselor de schimb.

Necesitatea centralizării și specializării lucrărilor de reparații ca urmare a efectelor economice deosebit de favorabile pe care le implică, a condus treptat la evoluția acestor unități centrale de reparații către autonomie și chiar independență. Astfel se ajunge în mod firesc la unități economice independente la „întreprinderi de reparații” tutelate de către minister.

3. Întreprinderi de reparații — formă superioară de organizare a activității de reparații

Crearea unor întreprinderi de reparații necesită realizarea în prealabil a următoarelor premise :

- adoptarea principiului reparațiilor pe bază de contract pentru asigurarea planificării pe termen lung a lucrărilor ;
- elaborarea planului de perspectivă a atelierelor centrale de reparații în acord cu planul de reparații al unităților ;
- dezvoltarea întreprinderilor de reparații pe baze moderne ale tehnicii și organizării fabricației ;
- dezvoltarea și adoptarea unui sistem de calificare și pregătire a cadrelor pentru probleme de reparații ;
- concentrarea capacității de cercetare existente, în scopul realizării unor tehnologii corespunzătoare.

Întreprinderile de reparații pot executa pentru unitățile din zona pe care o deservește : reparații capitale, înlocuiri de utilaje și modernizări, lucrări de mică mecanizare, reparații curente de gradul II, la solicitarea expresă a unităților respective. În scopul asigurării asistenței tehnice, în unitățile beneficiare vor fi create puncte de lucru conduse de un maestru de specialitate sau inginer, avînd un personal restrîns. Personalul ocupat cu reparațiile din întreprinderi și centrale se va restrînge considerabil, odată cu înființarea întreprinderilor de reparații, întrucît acestea nu vor mai executa decît lucrări de întreținere și reparații curente.

Întreprinderile de reparații au menirea să preia aceste vîrfuri de activitate prin echipele de specialitate și prin executarea necesarului de piese de schimb.

Planificarea activității întreprinderilor de reparații trebuie să se facă în funcție de situațiile de vîrf ale unităților pe care le deservește, rolul lor principal constînd în aplatizarea acestor vîrfuri ale activităților de reparații.

Tendința în care compartimentele de întreținere se întăresc continuu pe linia concepției și organizării, în multe țări evoluează actualmente la stadiul în care numeroase întreprinderi își realizează, atît întreținerea, cit și reparațiile pe bază de contracte.

Efectuarea întreținerii și reparațiilor pe bază de contracte este așa de susținută în țările dezvoltate, încît se recomandă ca pe o rază de 550 km, întreprinderile chimice de exemplu, să finanțeze o întreprindere de întreținere și reparații, cu care apoi va încheia contract. În sprijinul acestei forme de organizare privind crearea unor întreprinderi specializate în întreținere și repararea utilajelor, stau următoarele argumente :

- o întreprindere specializată poate pune la dispoziție formații de lucru specializate, scule și echipamente moderne ;
- stăpînește disciplina de lucru a formațiilor și asigură o productivitate a muncii mai mare ;
- poate indica și folosi metodele cele mai moderne de planificare și execuție a lucrărilor de reparații ;
- își poate permite o dotare cu S.D.V.-uri moderne și în cantități suficiente, creîndu-se stocurile necesare în magazine proprii ;
- poate folosi mai rațional S.D.V-urile și echipamentele de întreținere și reparații ;
- își poate organiza un centru de calcul pentru prelucrarea electronică a datelor.

Întreprinderile de întreținere și reparație își pot crea colective de specialiști care să se ocupe de următoarele probleme mai importante :

- Stabilirea metodelor optime de întreținere și reparații, întocmirea studiilor de asimilare a pieselor de schimb, îmbunătățirea metodelor de planificare și programare a reparațiilor, etc. ;
- Îmbunătățirea metodelor de control și respectiv a utilajelor și instalațiilor prin folosirea pe scară largă a metodelor și mijloacelor de control nedistructiv ;
- Studii, consultații și expertize pentru problemele de coroziune, eroziune, uzură, probleme de mare importanță și cărora încă nu li se acordă atenția cuvenită ;
- Studii, consultații și expertize pe teme de îmbunătățirea condițiilor de lucru în exploatarea utilajelor, a siguranței în funcționare, de protecția muncii, de prevenire a incendiilor, etc. ;
- Organizarea unor consfătuiri pe ramură în probleme de întreținere-reparații, a unor cursuri de ridicare a nivelului profesional al specialiștilor din unitățile pe care le deservește ;
- Întocmirea instrucțiunilor de exploatare a caietelor de sarcini pentru utilaje și instalații speciale ;
- Introducerea metodelor moderne de conducere, folosirea calculatorului electronic în activitatea de întreținere și reparații a utilajelor ;
- Analize statistice asupra opririlor accidentale a instalațiilor și a cauzelor care au dus la o anumită frecvență a acestor opriri ;
- Acordarea unor consultații privind metodele de lucru, măsurile de siguranță, recepție a materialelor și lucrărilor de întreținere și reparații executate, asistență tehnică, etc.



Cu toate aceste avantaje, sînt încă unele rețineri față de această formă de organizare privind execuția lucrărilor de întreținere și reparații de către întreprinderi specializate pe bază de contract.

Astfel conducătorii întreprinderilor beneficiare susțin că existența compartimentelor de întreținere și reparații proprii determină o cunoaștere mai amănunțită a caracteristicilor instalațiilor și în mod deosebit, a comportării lor în exploatare. Personalul din sectorul de întreținere și reparații este mult mai interesat față de instalațiile proprii ale unităților pe care le deservește. Calitatea lucrărilor de întreținere (îndeosebi) și reparații este superioară, în aceste condiții, față de lucrările executate pe bază de contract de către întreprinderile specializate. Întreaga activitate de întreținere și reparații fiind încredințată unor întreprinderi de specialitate în unitățile beneficiare există un interes mai mic față de această activitate, atît de partea specialiștilor din acest domeniu, cît și din partea celorlalte sectoare de activitate.

Orice nereușită în cadrul lucrărilor de întreținere și reparații este atribuită exclusiv întreprinderii specializate iar întreprinderile beneficiare își pierd încrederea în acestea.

De asemenea, trebuie scoase în evidență următoarele aspecte :

- o întreprindere de întreținere și reparații va trebui să lucreze în trei schimburi.

Reparațiile la fața locului prin sistemul înlocuirii agregatelor cer din partea întreprinderii specializate lucrul în trei schimburi, inclusiv duminicile.

- muncitorii, șefii de echipă și maiștrii trebuie să lucreze după desene, conform documentațiilor tehnice, într-o măsură mult mai mare ca pînă acum ;

- tehnologii vor trebui să fie în stare să introducă noi tehnologii de execuție a reparațiilor. Aspectul principal pe care-l ridică înființarea întreprinderilor de întreținere și reparații este amplasamentul lor. Pentru aceasta este necesar să se țină seama de foarte mulți factori, dintre care amintim :

- poziția față de unitățile beneficiare (distanțele) ;
- existența în zonă a forței de muncă calificată ;
- existența în zonă a posibilităților de construire a întreprinderilor specializate și în mod deosebit, a posibilităților de extindere ;
- legături rutiere și feroviare cu unitățile beneficiare ;
- condiții social-culturale și de locuință în zonă.

4. Aspecte privind realizarea în țara noastră a unor unități specializate în reparații

La noi în țară s-au luat o serie de măsuri privind organizarea centralizată în unități specializate a reparațiilor capitale, atît pentru utilajele de serie, cît și pentru instalațiile complexe și liniile tehnologice.

Practica a reliefat că măsurile adoptate prin crearea unor întreprinderi specializate, dau rezultate bune, atît sub aspectul desfășurării unei activități corespunzătoare din punct de vedere tehnic, cît și al eficienței. În industria metalurgică, prin organizarea de întreprinderi specializate pentru repararea diferitelor agregate, s-a ajuns, ca de exemplu, reparația capitală a unui cuptor Martin să se reducă în medie cu 7 zile, iar a unui melanjor de 200 tone, cu 5—8 zile. Criteriile care au pledat pentru organizarea de unități specializate pentru reparații capitale în unele ramuri ale economiei naționale — multe sînt în concordanță cu atributele și experiența acumulată pe plan mondial. Acestea sînt :

- pentru reparațiile capitale ale utilajelor de serie, întreprinderi specializate la nivelul economiei, unei ramuri sau zone teritoriale ;

— pentru instalații și linii tehnologice complexe, pentru grupele de instalații sau liniile tehnologice similare din punct de vedere constructiv, întreprinderi specializate de reparații pe zone teritoriale.

Ținând seama de aceste criterii, au fost organizate aproape în toate ramurile economiei naționale, unitățile specializate, astfel:

— 8 întreprinderi pentru repararea utilajelor și instalațiilor pentru industria minieră și petrolieră;

— 2 unități zonale (București și Tirgu-Mureș) pentru reparația utilajelor complexe ale industriei chimice și una la Ploiești, pentru utilajele petrochimice și rafinării;

— mari unități specializate în reparații mijlocii de transport pe cale ferată, auto și respectiv tractoare pentru tot parcul din economie;

— pentru industria metalurgică, întreprinderi de reparații cu profil de construcții montaj, zonale, în trei centre siderurgice: Hunedoara, Galați, Reșița;

— pentru unele categorii de utilaje de construcții, întreprinderi de reparații capitale, specializate la nivelul economiei naționale, iar pentru alte utilaje, numai pentru parcul propriu al unităților industriei construcțiilor, etc.

Paralel cu activitatea de reparații capitale, aceste întreprinderi realizează și un volum important de piese de schimb. Aceasta face cu putință să se acopere mai bine nevoile și totodată, degrevează industria construcțiilor de mașini de realizarea unor importante cantități de piese de schimb, în favoarea producției de mașini și utilaje.

Pe parcursul activității, ținând seama de capacitățile disponibile ale unităților specializate, au survenit și alte îmbunătățiri. Unele unități au preluat activitatea de reparații capitale a unor tipuri de mașini și utilaje pentru nevoile întregii economii naționale.

5. Organizarea întreprinderilor specializate în reparații.

Unitatea structurală de bază a întreprinderilor specializate o formează și în acest caz secția de producție (reparație). Secția de producție cuprinde cel puțin trei ateliere de producție sau șase formații de lucru. La rîndul lor, atelierele cuprind cel puțin patru formații de lucru, conduse de către un maestru. Formațiile de lucru execută lucrări specializate. Organigrama unor astfel de întreprinderi în conformitate cu normele de structură (decretul 162/1973) și a cerințelor care se impun unor întreprinderi specializate cuprinde pe lângă compartimentele de producție (secție, ateliere, formații de lucru) și o serie de compartimente (birouri, servicii) funcționale.

Un tip de organigramă pentru astfel de întreprinderi specializate, este prezentată în fig. 1.

Din organigramă rezultă că în cadrul întreprinderilor specializate, drept compartimente funcționale distincte față de celelalte întreprinderi, sînt create birouri sau servicii funcție de volumul producției pentru metode de organizare, planificare, analiza drumului critic (A.D.C.), lansare urmărire, aprovizionare cu materiale, piese de schimb, scule specifice activității de reparații. În fig. 2 este prezentată organigrama unei secții electrice de reparații, iar în fig. 3 organigrama unui atelier electric de reparații.

În cazul în care din motive de eficiență economică nu se pot constitui întreprinderi specializate, atunci este de dorit pentru întreprinderile mari sau grupuri de întreprinderi, să se constituie secții de reparații sau ateliere de reparații care să preia toate lucrările de reparații și în mod deosebit cele mijlocii și capitale

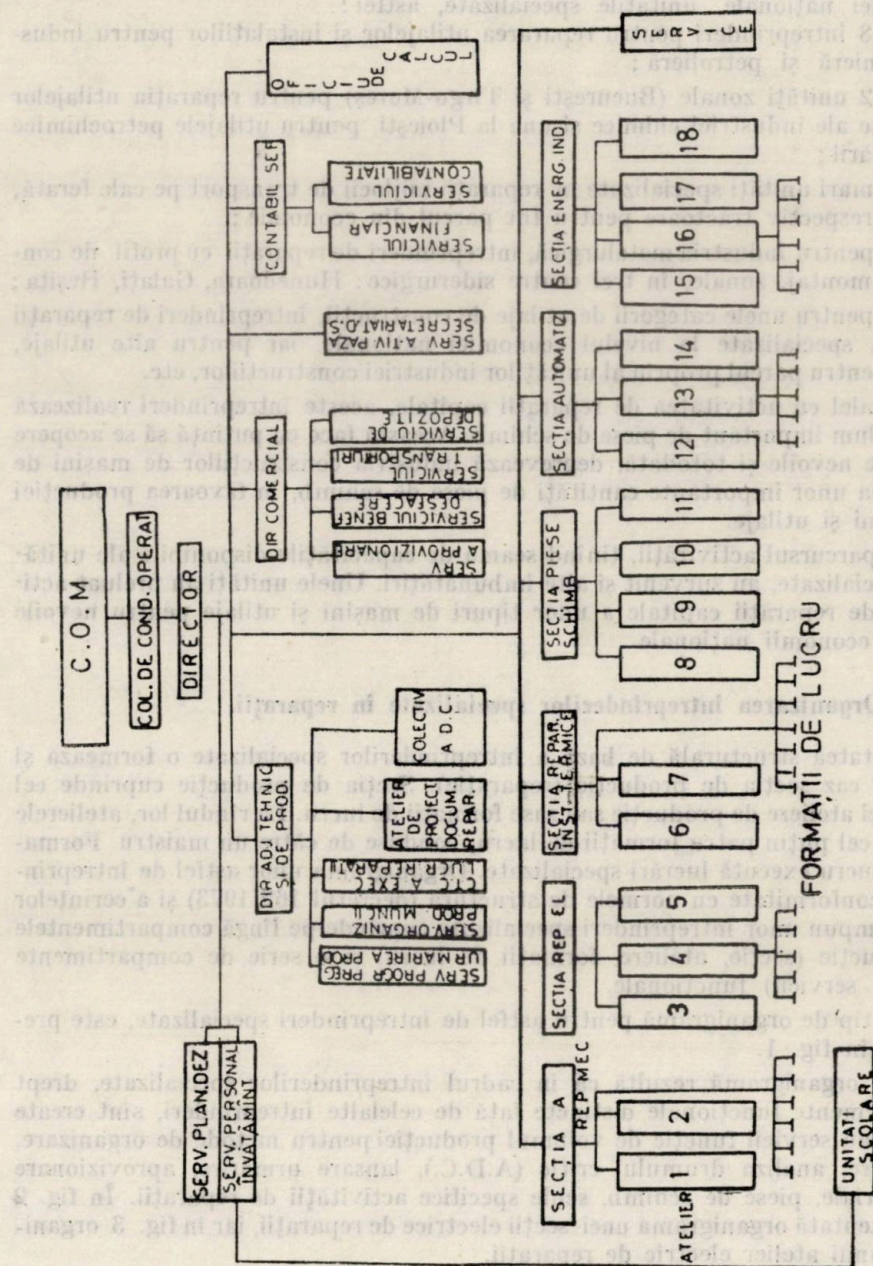


Fig. 1. Organigrama întreprinderii.

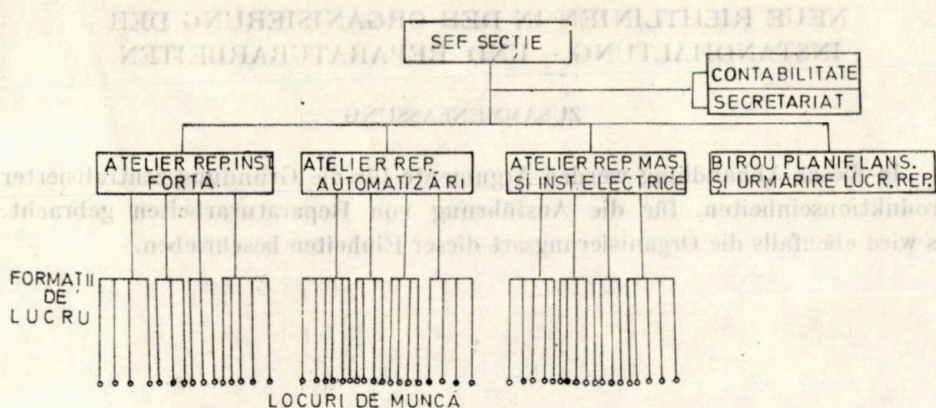


Fig. 2. Organigrama secției.

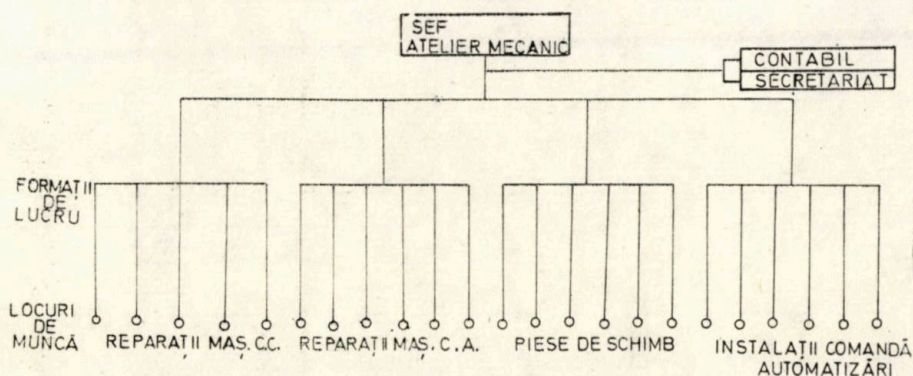


Fig. 3. Organigrama atelier electric.

Organigrama unor astfel de secții sau ateliere este elaborată funcție de obiectivele acestor secții sau ateliere și cu respectarea normelor în vigoare.

6. Concluzii

Datorită dezvoltării într-un ritm rapid a tuturor întreprinderilor industriale din economia națională și în mod deosebit datorită realizării unor întreprinderi noi și moderne dotate cu utilaje de mare complexitate, este de dorit să se treacă la centralizarea activității de reparații, acolo unde ea se justifică din punct de vedere economic.

Experiența dobândită de unele întreprinderi specializate, realizate deja justificată din plin cele afirmate.

BIBLIOGRAFIE

1. T. Cocirlă, G. Pocinog — Probleme actuale privind organizarea activității de întreținere-reparații la Întreprinderea Siderurgică Oțelul Roșu — al VI-lea Simpozion de organizarea producției Timișoara 6—7.V.1977.
2. Saitor, P. S. Eficiența centralizării reparațiilor. Întreținerea și repararea mașinilor și utilajelor. Documentare selectivă, nr. 7/1971.
3. * * * Metode moderne de organizare a activității de întreținere și reparații. C.D.P.M.M., București 1973.

ASUPRA PORNIRII MOTOARELOR ASINCRONE ALIMENTATE PRIN CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

DE

M. PRODAN

1. Introducere

Pornirea motoarelor asincrone în scurtcircuit ridică probleme în ceea ce privește limitarea șocului de curent și asigurarea unui cuplu suficient de mare pentru învingerea cuplului rezistent și accelerarea maselor inertiiale. În cazul alimentării motoarelor asincrone prin convertoare de tensiune și frecvență cele două condiții impuse la pornire pot fi îndeplinite printr-o alegere corespunzătoare a valorii tensiunii și frecvenței pe durata procesului de pornire. Problema este de mare importanță mai ales la sistemele de acționare cu motoare asincrone în scurtcircuit avind o construcție normală, de putere mare și cu porniri relativ dese.

Acest lucru este cu atât mai important în prezent cu cât dezvoltarea vertiginosă din ultimele decenii ale elementelor semiconductoare de putere și de comandă a permis construirea de convertoare statice de tensiune și frecvență în vederea alimentării motoarelor asincrone folosite pentru acționarea unor instalații și utilaje care necesită viteze de lucru variabile.

2. Pornirea motoarelor asincrone în scurtcircuit

Metodele utilizate pentru limitarea curentului de pornire al motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit sînt bazate pe reducerea tensiunii aplicate statorului folosind transformatoarele, autotransformatoarele, introducerea de bobine și rezistențe în circuitul statorului, conectarea stea-triunghi și pornirea cu ajutorul tiristoarelor montate în antiparalel [3]. Toate aceste procedee presupun pornirea în gol a motorului, cuplul de pornire modificîndu-se proporțional cu pătratul tensiunii de alimentare.

Introducerea sistemelor de alimentare a motoarelor asincrone prin convertoare de tensiune și frecvență în vederea obținerii unor viteze de acționare variabilă permit și îmbunătățirea metodelor de pornire în sensul mării cuplului de demaraj și micșorării curentului.

Astfel, în cazul unui convertor static indirect de tensiune și frecvență, prin alegerea corespunzătoare a raportului U_1/f_1 se pot asigura condiții corespunzătoare de pornire. Schema de principiu a unui astfel de sistem de acționare este prezentată în figura 1 [5].

Dintre legile de variație ale tensiunii cu frecvența la sistemele de alimentare de acest fel, pot fi luate în considerare următoarele [1] :

- menținerea unui raport fix între tensiunea și frecvența de alimentare, $U_1/f_1 = \text{ct}$, (fig. 2, curba *a*) ;
- menținerea constantă a fluxului prin motor (fig. 2, curba *b*) ;
- modificarea tensiunii astfel încît motorul asincron să nu se satureze și să-și păstreze constantă valoarea randamentului, a factorului de putere și a cuplului critic.

Este de remarcă faptul că în cazul menținerii constante a fluxului prin motorul asincron, cuplul de pornire are tendința de creștere [4] așa cum rezultă și din figura 3.

Valorile curentului și cuplului de pornire pentru motoarele electrice asincrone se pot determina cu relațiile [3] :

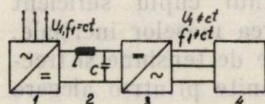


Fig. 1. Sistem de acționare cu motor asincron alimentat prin convertor static :

1 — redresor; 2 — circuit intermediar de c.c. cu filtrul L-C; 3 — invertor; 4 — motor asincron.

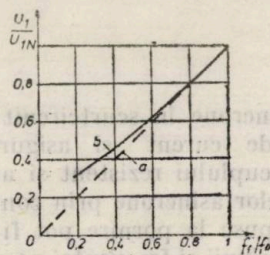


Fig. 2. Variația tensiunii cu frecvența :
a — $U_1/f_1 = \text{ct}$; *b* — flux constant.

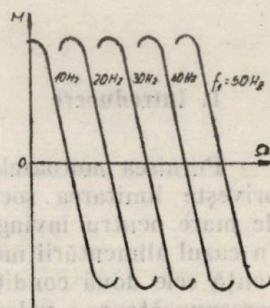


Fig. 3. Forma caracteristicilor mecanice ale motorului asincron la flux constant.

$$I_{2p}'' = \frac{U_1}{Z_{sc}} \quad (1)$$

$$M_p = \frac{m_{1p}}{\omega_1} R_2' I_{2p}^2 \quad (2)$$

în care I_{2p} reprezintă curentul rotorului redus la stator, corespunzător schemei echivalente în L ;

U_1 — tensiunea de alimentare a statorului;

$Z_{sc} = \sqrt{R_{sc}^2 + X_{sc}^2}$ — impedența de scurtcircuit corespunzătoare fiecărei frecvențe de alimentare ;

m_1 — numărul de faze ale statorului ;

p — numărul perechilor de poli ;

$\omega_1 = 2\pi f_1$ — pulsația tensiunii statorice ;

R_2' — rezistența înfășurării rotorice reduse la stator.

Calcululele analitice necesare determinării valorilor curentilor și cuplurilor de pornire sînt foarte laborioase, iar acceptarea unor ipoteze simplificatoare introduce erori de calcul.

3. Cercetări experimentale

Utilizarea metodei de cercetare experimentale pentru studiul variației parametrilor la pornirea motoarelor asincrone alimentate prin convertoare de tensiune și frecvență permite o investigație rapidă și cu multe grade de libertate privind variația diferitelor mărimi ce intervin. Astfel, pentru mai multe motoare asincrone în scurtcircuit s-au efectuat încercări experimentale la alimentarea lor de la un convertizor rotativ și de la un convertor static indirect, măsurându-se și înregistrându-se valorile curentului de pornire, ale cuplului de pornire și cuplului critic și ale puterii de demaraj. Încercările s-au efectuat pentru mai multe frecvențe și tensiuni de alimentare în scopul evidențierii posibilităților reale de pornire a motoarelor asincrone alimentate prin astfel de instalații.

Dintre rezultatele obținute experimental se prezintă în tabelele 1 și 2 cele corespunzătoare unui motor asincron în scurtcircuit cu datele nominale: $P_N = 7,5 \text{ kW}$, $U_{1N} = 220/380 \text{ V}$, $I_{1N} = 27,6/15,9 \text{ A}$, $n_N = 1\,430 \text{ rot/min.}$, $M_N = 49,4 \text{ Nm}$, pentru cazul alimentării de la un convertizor rotativ și de la un convertor static, pentru diferite frecvențe și tensiuni de alimentare.

Tabelul 1

Alimentare de la convertizor rotativ

f_1 [Hz]	60	50				40				30			
U_1 [V]	220	220	180	140	100	176	140	110	80	123	110	90	60
I_p/I_N	5,65	6,84	5,32	3,80	2,39	6,30	4,61	3,36	2,13	4,67	3,91	3,20	1,90
M_p/M_N	1,95	2,74	1,83	1,07	0,32	2,84	1,63	0,94	0,42	2,20	1,67	1,09	0,41
M_k/M_N	2,06	3,23	1,95	1,08	0,49	2,86	1,69	0,97	0,49	2,18	1,67	1,09	0,44
P_d/P_N	1,46	1,95	1,17	0,62	0,26	1,52	0,85	0,47	0,21	0,87	0,63	0,40	0,15

Tabelul 2

Alimentare de la convertor static

f_1 [Hz]	50			30			10			
U_1 [V]	155	122	102	120	88	70	61	49	42	31
I_p/I_N	5,18	3,84	2,60	4,28	3,37	2,72	3,22	1,92	1,49	0,95
M_p/M_N	0,87	0,44	0,27	1,08	0,54	0,29	1,10	0,79	0,56	0,29
M_k/M_N	0,87	0,44	0,27	1,26	0,56	0,29	1,18	0,84	0,57	0,29

Datele obținute permit stabilirea celor mai potrivite regimuri de pornire pentru condițiile concrete ale instalațiilor acționate în privința realizării unui cuplu de demaraj în corelare cu valoarea cuplului rezistent și cu timpul de pornire. Pe baza rezultatelor din tabelul 1, în figura 4, s-au trasat curbele de variație ale curentului de pornire, cuplului de pornire și critic și a puterii de demaraj în funcție de frecvență, considerînd raportul $U_1/f_1 = \text{ct.}$

Rezultatele cercetărilor experimentale scot în evidență faptul că prin alimentarea la frecvențe reduse pentru $U_1/f_1 = \text{ct.}$ curentul de pornire se micșorează, la fel și puterea de demaraj, cuplul de pornire fiind aproape constant. Referitor la micșorarea puterii de demaraj se remarcă faptul că se consideră pornirea corespunzător unor viteze sincrone diferite.

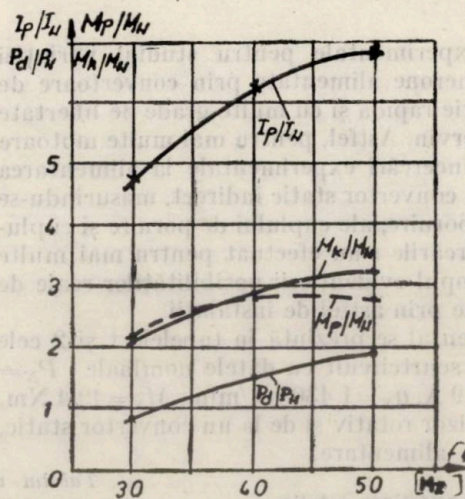


Fig. 4. Variația parametrilor de pornire în funcție de frecvență pentru $U_1/f_1 = \text{ct.}$

În ce privește alimentarea prin convertor static ale cărui tensiuni conțin armonici care determină prin motor armonici de curent, și la pornire, valorile curentului sînt superioare alimentării sinusoidale. Armonicile de curent vor determina armonici în curba cuplului, iar pierderile și încălzirea motorului vor fi mai mari.

4. Concluzii

1. Cercetările efectuate privind variația parametrilor de pornire cu frecvența la motoarele asincrone în scurtcircuit demonstrează utilitatea pornirii la frecvențe reduse în cazul alimentării prin convertoare de frecvență a motoarelor.

2. Pentru fiecare instalație de acționare trebuie cunoscute condițiile de pornire impuse de mașina de lucru în vederea alegerii unei valori corespunzătoare a tensiunii funcție de frecvență.

3. Utilizarea convertoarelor statice de tensiune și frecvență necesită analiza armonică a tensiunii, curentului și cuplului, în vederea stabilirii creșterii pierderilor și a încălzirii mașinii datorită armonicilor de curent.

BIBLIOGRAFIE

1. Dordea, T. Mașini electrice. Ed. didactică și pedagogică, București, 1977.
2. Kelemen, A. Acționări electrice Ed. didactică și pedagogică, București, 1976.
3. Lazur, C. Mașini electrice. Ed. didactică și pedagogică. București, 1966.
4. Nicolescu, E. Comportarea mașinilor asincrone trifazate la variația turației prin variația frecvenței tensiunii de alimentare. În Electrotehnica, 20 (1972), Nr. 1, p. 3—9.
5. Prodan, M. Studiul comportării motoarelor asincrone de acționare la alimentarea lor prin convertizoare de tensiune și frecvență. Teză de doctorat, Timișoara 1975.

ÜBER DEN ANLAUF VON ASYNCHRONMOTOREN GESPEIST DURCH FREQUENZWANDLER.

ZUSAMMENFASSUNG

Die Begrenzung des Anlaufstroms und Erzielung eines höheren Anlaufmoments als der Lastmoment, bei den Antrieben mit Kurzschlussankermotoren, ist von grosser Bedeutung. Die Einführung der Antriebssysteme mit Spannungs- und Frequenzwandler trägt zur Lösung dieses Problems bei. In der Arbeit werden einige experimentelle Forschungen bezüglich der Parameter des Anlaufs bei Kurzschlussankermotoren, abhängig von Frequenz und Spannung, vorgestellt.

INFLUENȚA AUTOTRANSFORMATORULUI TERMINAL ASUPRA
FUNCȚIEI DE RĂSPUNS TRANZITORIU LA LINII DE ÎNALTĂ
TENSIUNE

DE

M. NEMEȘ

1. Introducere

Procesele tranzitorii datorate comutației în rețelele electrice de înaltă tensiune sînt determinante în ceea ce privește coordonarea izolației. Autotransformatorul, ca element terminal, creează posibilitatea apariției unor supratensiuni mai mari decît în regimul liniei în gol și ca atare problema merită o atenție deosebită. Într-o lucrare anterioară [1], autorul a propus o metodă de calcul a funcției de răspuns tranzitoriu la o excitație tensiune treaptă unitară considerînd atît linia cît și autotransformatorul fără pierderi. Modelul matematic prezentat în această lucrare consideră linia cu pierderi dependente de frecvență iar autotransformatorul fără pierderi.

2. Funcția de răspuns tranzitoriu

Se consideră linia cu autotransformatorul terminal în gol alimentată de la un sistem de putere infinită. Forma matricii impedanței liniei, în operațional, s-a acceptat conform dezvoltărilor din [2], [3], [4]:

$$[Z] = p[L] + p^{1/2}[d] + [a] \quad (1)$$

Matricele $[L]$, $[d]$, $[a]$ sînt pătrate de ordinul trei, simetrice. Termenii diagonalei principale sînt:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2h}{r_s} + 0,9828 \right); \quad d = \frac{\mu_0^{1/2}}{2\pi} \left(\frac{\rho^{1/2}}{r} + \frac{0,121 \rho_s^{1/2}}{h} \right) \\ a = \frac{\rho}{4\pi r^2}$$

Termenii ceilalți ai matricilor precizate au expresiile

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{D'}{D} + 0,9828 \right); \quad d' = \frac{\mu_0^{1/2}}{2\pi} \frac{0,242 \rho_s^{1/2}}{D'}; \quad a' = 0$$

Semnificația mărimilor din (1) este următoarea:

$2h$ — distanța medie geometrică conductor-imagine,

r_s — raza echivalentă a conductorului

D — distanța medie geometrică între conductoare,

D' — distanța medie geometrică conductor-imaginea celui alt,
 r — raza geometrică a conductorului,
 ρ, ρ_s — rezistivitatea materialului conductorului respectiv a solului

În ipoteza neglijării conductanței, matricea admitanței este egală cu cea a susceptanței.

Impedanța de intrare a autotransformatorului în componente $\alpha, \beta, 0$, are forma

$$Z_T = \frac{\rho L_s}{v} \operatorname{th} \nu l_T \quad (2)$$

în care

$\nu = \left(\frac{\rho^2 L_s C_p}{\rho^2 L_s C_s + 1} \right)^{1/2}$; L_s, C_s, C_p fiind parametri unitari ai secțiunii elementare a autotransformatorului (galet); l_T — lungimea înfășurării.

Rezolvarea ecuației diferențiale a tensiunii liniei în componente $\alpha, \beta, 0$,

$$\frac{d^2}{dx^2} [U] = [\gamma^2] [U]$$

cu impedanța terminală (2), în condițiile unei excitații treaptă unitate, conduce la soluția generală (3);

$$U(x, p) = \frac{1}{p} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} [\eta^n \exp \{-2\nu(n+1)l_T\} - \eta^{n+1} \exp \{-2\nu n l_T\}]^m \exp \{-\gamma[(2m+1)l-x]\} \right\} - \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} [\eta^n \exp \{-2\nu(n+1)l_T\} - \eta^{n+1} \exp \{-2\nu n l_T\}]^{m+1} \exp \{-\gamma[(2m+1)l+x]\} \right\} \right\} \quad (3)$$

În relația (2) l este lungimea liniei iar η are expresia

$$\eta = \frac{\left(\frac{CL_s}{LCP} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{\rho^2 L_s C_p}{2} \right) - 1}{\left(\frac{CL_s}{LCP} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{\rho^2 L_s C_p}{2} \right) + 1}$$

Originea abscisei x s-a considerat la sfârșitul liniei

Expresia originalului relației (3) reprezintă funcția de răspuns tranzitoriu pentru orice punct al liniei:

$$f(x, t) = \exp[-\varepsilon(l-x)] \operatorname{erf}_c \frac{\delta(l-x)}{2[t - V_u^{-1}(l-x)]^{1/2}} - \exp[-\varepsilon(l-x)] \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_n [t - 2(n+1)\tau_T - V_u^{-1}(l+x)] - \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_{n+1} [t - 2n\tau_T - V_u^{-1}(l+x)] \right\} + \exp[-\varepsilon(3l-x)] \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_n [t - 2(n+1)\tau_T - V_u^{-1}(3l-x)] - \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_{n+1} [t - 2n\tau_T - V_u^{-1}(3l-x)] \right\} - \exp[-\varepsilon(3l-x)] \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \right.$$

$$\Gamma_{n+m} [t-2(n+m+2)\tau_T - V_u^{-1}(3l+x)] - 2 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \Gamma_{n+m+1} [t-2(n+m+1)\tau_T - V_u^{-1}(3l+x)] + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \Gamma_{n+m+2} [t-2(n+m)\tau_T - V_u^{-1}(3l+x)] + \dots \quad (4)$$

În expresia (4), mărimile V_u , δ și ε sînt termeni ai constantei de propagare :

$$\gamma = p V_u^{-1} + p^{1/2} \delta + \varepsilon$$

Funcția $\Gamma_n(t)$ este originalul expresiei operaționale

$$\eta^n \frac{1}{p} \exp \{ -p^{1/2} \delta [(2m+1)l \pm x] \}$$

Numărul termenilor ce intervin în (4) este dictat de semnul argumentului funcțiilor tip $\Gamma_n(t)$: funcțiile sînt nule pentru argument negativ și diferite de zero pentru argument mai mare sau egal cu zero.

Matricea funcției de răspuns în componente de fază se obține printr-o transformare inversă cu matricea de transformare $\alpha, \beta, 0$.

3. Compararea rezultatelor obținute prin calcul numeric cu cele experimentale

Calculul numeric s-a efectuat pentru o linie de 400 kV cu conductoarele active Ol-Al $2 \times 450/75$ și o lungime de 40 km. Această lungime redusă a permis scurtarea duratei de lucru a calculatorului. Important fiind testul comparativ, desigur lungimea liniei nu are importanță.

Constantele de propagare ale liniei au următoarea formă :

$$\gamma_\alpha = \gamma_\beta = p \cdot 3,3335 \cdot 10^{-6} + p^{1/2} \cdot 3,337 \cdot 10^{-6} + 14,03 \cdot 10^{-6}$$

$$\gamma_0 = p \cdot 4,239 \cdot 10^{-6} + p^{1/2} \cdot 50,0016 \cdot 10^{-6} + 9,0512 \cdot 10^{-6}$$

Durata unui parcurs al liniei pentru componenta α este 0,13334 ms iar pentru componenta homopolară - 0,16956 ms.

Autotransformatorul terminal considerat (400/400/160 MVA, 400/231/22kV) are următorii parametri [5]:

$$L_s = 2,66 \text{ mH}; C_p = 35,67 \text{ pF}; C_s = 2 \cdot 125 \text{ pF}; \tau_t = 0,0363 \text{ ms}$$

Experimentul s-a efectuat cu analizorul tranzitoriu de rețea (ATR). Linia a fost modelată prin patru secțiuni octopolare iar autotransformatorul printr-un model electromagnetic cu următoarele scări: $s_t = s_E = s_L = 1$; $s_R = s_L = s_c = 1$; $s_i = 1/16$; $s_N = 4$.

Rezultatele comparative pentru funcția de răspuns tranzitoriu - valoarea $f_{ii}(t)$, termenul diagonalei principale a matricii în componente de fază - sînt prezentate în fig. 1.

4. Concluzii

Modelul matematic propus pentru calculul funcției de răspuns tranzitoriu, complicat ca morfologie, este utilizabil fără dificultăți deosebite cu ajutorul calculatorului numeric. După cum se observă în fig. 1, concordanța cu funcția obținută experimental este foarte bună, incomparabil mai bună decît funcția determinată în ipoteza neglijării pierderilor la linie.

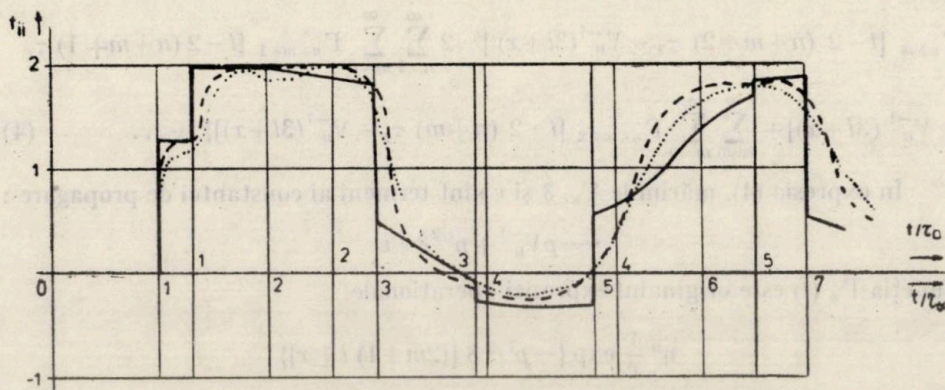


Fig. 1. Funcția de răspuns tranzitoriu la sfîrșitul liniei :

- valori calculate cu parametri independenți de frecvență;
 - - - valori calculate cu parametri dependenți de frecvență;
 valori măsurate cu ATR.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Nemeș, Metodă de analiză și calcul a supratensiunilor datorate comutației la linii electrice de înaltă tensiune cu elemente terminale de tip transformator, St. cerc. energ. electr., 1972, 22, 3, 723—733.
2. J. Robert, D. K. Tran, New Digital Simulation for Ground-Mode Switching Surge Response of EHV Transmission Systems, IEEE Trans. on PAS, 1969, 88, 5, 597—604.
3. D. K. Tran, J. Robert, Digital Simulation and Analysis of Surge on Polyphase Transmission Lines with Earth Return, idem, 1972, 91, 2, 445—452.
4. D. K. Tran, J. Robert, New Study of Parameters of EHV Multiconductor Transmission Lines with Earth Return, idem, 1972, 91, 2, 452—459.
5. M. Nemeș, Analiza fenomenelor tranzitorii de comutație în rețele electrice cu elemente terminale de tip reactor transversal și autotransformator, Institutul Politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1974, teză de doctorat.

THE INFLUENCE OF TERMINAL AUTOTRANSFORMER ON TRANSIENT RESPONSE FUNCTION BY HIGH VOLTAGE LINES

ABSTRACT

The calculus of the transient response function is made by taking into consideration the frequency dependent line parameters.

The results obtained by calculus are compared with the experimental ones worked out with the help of the transient network analyser.

ÎNCERCĂRI EXPERIMENTALE PRIVIND PROPRIETĂȚILE DIELECTRICE ALE BETONULUI ARMAT CU FIBRA DE STICLĂ

DE

NEGRU VIOREL, POP ECATERINA, TITIHĂZAN VIOREL,
CHIRLEȘAN ANTON, NICOLAESCU ANA

1. Introducere

Betonul armat cu fibră de sticlă (BFS) se poate obține incorporând fibre lungi, realizând o armare similară betonului armat cu bare de oțel, sau dispersând fibre de sticlă scurte (10–400 mm) dispuse orientat sau haotic, în proporție de 6–30% din greutatea betonului [1]. Avantajele obținute prin folosirea acestui beton sînt: reducerea greutateii elementelor de construcții, eliminarea consumului de oțel, rezistențe ridicate la șoc sau întindere, ușurința prelucrării, etc.

Încercările experimentale din Laboratorul de înaltă tensiune al Catedrei de electroenergetică, au fost efectuate în scopul analizei condițiilor de pierdere a rigidității dielectrice a unor ansambluri izolante în componența cărora a intrat BFS, urmărind și comportarea la acțiunea arcului electric.

2. Rezistența de izolație și rigiditatea dielectrică în stare uscată a epruvetelor din BFS

Epruvetele încercate au fost realizate în cadrul Catedrei beton armat, din fibre de sticlă scurte, dispersate haotic, cu conținut diferit de fibră de sticlă (2–8%), iar dimensiunile de gabarit adoptate au fost: $70 \times 70 \times 70$; $86 \times 70 \times 46$; $360 \times 70 \times 46$. Fixarea s-a realizat între electrozi plani prevăzuți cu un dispozitiv dinamometric prin care s-a reglat o forță de apăsare de 60,15 N.

Rezistența de izolație s-a măsurat după mai multe direcții. În cazul epruvetelor cubice, valorile măsurate după cele trei direcții prezintă dispersii mari (fig. 1) cauzate de o insuficientă omogenitate a materialului.

Betonul armat cu fibră de sticlă permite trecerea unui curent electric destul de ridicat, gama de valori fiind cuprinsă între 0,5–10 mA, la tensiunea de 2 500 V. Influența structurii neomogene s-a manifestat printr-o încălzire neuniformă. În zona unor concentrări mai mari a fibrelor de sticlă încorporate, încălzirea a fost ridicată.

Rigiditatea dielectrică în stare uscată a BFS se situează în domeniul $0,6 - 4 \frac{kV}{cm}$, epruvetele fiind încercate după o uscare normală timp de 28 de zile de la turnare.

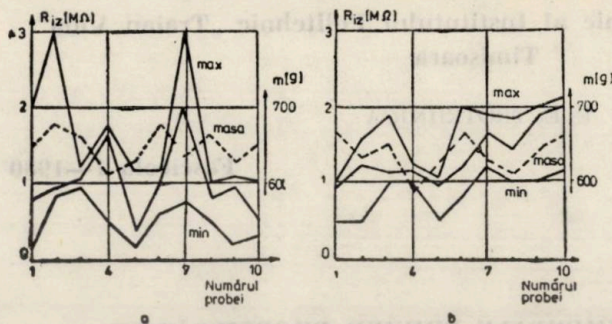


Fig. 1. Rezistența de izolație la probele avînd conținut de 4% (a) și 8% (b) de fibră de sticlă.

În timpul încercării cu tensiune mărită s-au făcut măsurători de curenți — ridicîndu-se prin puncte caracteristici tensiune-curent (fig. 2).

Rezistența electrică a BFS are un caracter neliniar începînd cu intensități ale cîmpului de ordinul $E=0,3 \frac{kV}{cm}$ (conductibilitatea ionică fiind însoțită și de o conductibilitate electronică — pentru ca în final se ajungă la străpungere) (fig. 3).

Încercările efectuate cu unda de impuls standard 1,2/50 au condus la conturnări pentru intensități medii ale cîmpului electric cuprinse între $5,5-7,3 \frac{kV}{cm}$.

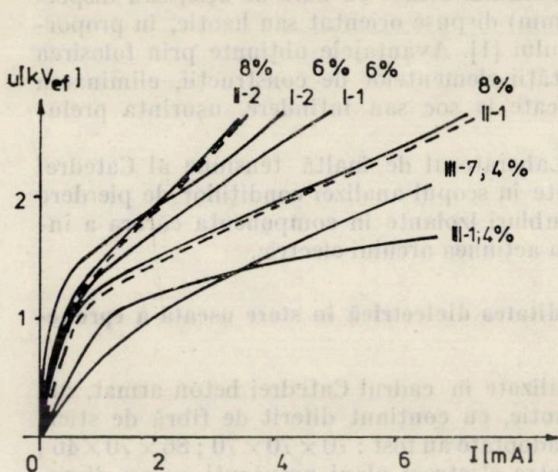


Fig. 2. Caracteristică tensiune-curent.

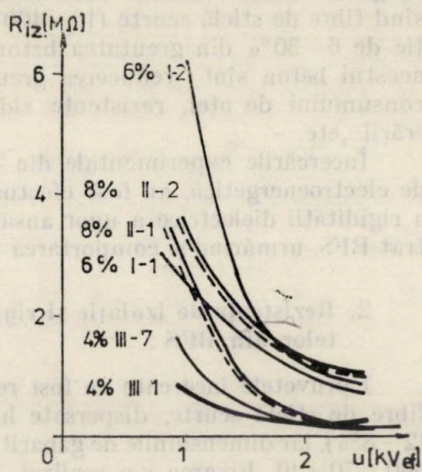


Fig. 3. Rezistența de izolație funcție de tensiunea aplicată.

3. Concluzii

BFS avînd o structură de conglomerat, în care nisipul și liantul hidraulic au calități dielectrice mai scăzute decît fibra de sticlă, prezintă totuși o rezistență electrică ridicată în comparație cu betonul cu armătură de oțel, proprietate care îl face adecvat pentru folosirea în construcția consolelor pentru stîlpii LEA. Utilizarea lui în acest scop contribuie la creșterea rigidității dielectrice a sistemului de izolație precum și la reducerea probabilității de transformare a unei conturnări în arc electric stabil. Nivelul de izolație tinde

spre nivelul de izolație al liniilor cu stâlpi de lemn — prezentind avantajul înlocuirii lemnului ca material și avînd o rezistență mare la acțiunea arcului electric.

BIBLIOGRAFIE

1. C a d a r, I., S z e n t k i r a l y i, A., F l o r e a A. L. Utilizarea fibrelor de sticlă în construcții. În : Buletin IPT, Tomul 21 (35), Fasc. 2, 1976, p. 203—205.
2. STAS 6107-68 — Materiale electroizolante. Metode pentru determinarea rezistivității de volum, rezistivității de suprafață și rezistenței de izolație.
3. STAS 6257-68 — Materiale electroizolante solide. Metode pentru determinarea rigidității electrice la frecvență industrială.
4. T a k a c s, E., S t o i a n, C. — Traverse izolante pentru stâlpi LEA. Proiect 1978, Catedra de electroenergetică, I.P.T.V.T.

THE TESTS ABOUT THE DIELECTRIC PROPERTIES OF THE GLASS CONCRETE.

SUMMARY

The paper presents the dielectrical characteristics in dried state of the glass concrete, determinated by tests.

REGIMUL TERMIC AL UNUI CABLU DE ÎNALTĂ TENSIUNE CU CIRCULAȚIE FORȚATĂ DE ULEI MODELAT PE CALCULATOR ANALOGIC

DE

TITIȚĂZAN VIOREL

1. Introducere

Solicitarea termică limitează puterea transportată prin cablurile de energie la valori reduse față de puterea naturală a acestora. Circulația forțată a unui fluid de răcire permite creșterea puterii. În cazul unor debite mici ale fluidului, se asigură o uniformizare a temperaturii în lungul canalizării și se evită apariția unor puncte de hipertermie în care s-ar putea dezvolta defecte de izolație. Pentru debite mai mari se poate asigura o evacuare axială a căldurii, fiind necesar ca fluidul de răcire să fie trecut prin schimbătoare de căldură amplasate la extremitățile cablului.

În cazul cablurilor trifazate apare o interacțiune termică între faze. Distribuția temperaturii în lungul canalizării poate fi reglată prin reglajul debitului și al temperaturilor fluidului la ieșirea din schimbătoarele de căldură. Calculul distribuției temperaturii în lungul canalizării se poate efectua plecând de la ecuațiile de bilanț termic.

2. Ecuațiile de bilanț termic

Ca ipoteze simplificatoare se consideră neglijabile: conductibilitatea termică longitudinală a canalizării, a solului și a fluidului și de asemenea și variația pierderilor, a căldurii specifice și a rezistenței termice a fluidului cu temperatura [1]. Numărul de faze în paralel al canalizării a fost notat cu n , iar pentru canalizarea de întors a fluidului de răcire toți parametri au fost notați cu indice prim.

Pierderile totale pe unitatea de lungime $n \cdot w_t$ se descompun în pierderi care sînt preluate de fluidul de răcire și pierderi care se disipează în sol:

$$n \cdot w_t = n \cdot w_1(x) + n \cdot w_2(x) \quad (1)$$

Pierderile preluate de fluidul de răcire $n \cdot w_1(x)$ se calculează în funcție de temperatura fluidului $\theta(x)$ în punctul respectiv:

$$n \cdot w_1(x) \cdot dx = n \cdot Q \cdot c \cdot \rho \cdot d\theta(x) \quad (2)$$

Q — reprezintă debitul fluidului ; c — căldura specifică a fluidului, iar ρ — densitatea fluidului de răcire.

Pierderile disipate în sol se exprimă în funcție de rezistența termică R echivalentă a celor n faze ale canalizării de dus :

$$n \cdot w_2(x) \cdot R = \theta(x) \quad (3)$$

În cazul în care fluidul ar fi staționar, fără circulație, atît conductorul cablului cît și fluidul ar ajunge la temperatura maximă θ_m constantă în lungul canalizării :

$$n \cdot w_1 \cdot R = \theta_m \quad (3)$$

Temperatura maximă se poate descompune în două componente :

$$\theta_m = \theta(x) + \Delta\theta(x) \quad (5)$$

$\theta(x)$ reprezintă temperatura rezultantă a conductorului și fluidului în cazul circulației fluidului de răcire ; $\Delta\theta(x)$ fiind diferența între temperatura maximă și temperatura rezultantă, reprezintă o scădere de temperatură corespunzătoare răcirii produse de fluid.

Scăderea de temperatură corespunzătoare răcirii se poate descompune în două componente : o scădere de temperatură $\Delta\theta_{10}(x)$ corespunzătoare preluării de căldură din canalizarea proprie și o scădere de temperatură $\Delta\theta_{12}(x)$ corespunzătoare preluării de căldură din canalizarea de întors :

$$\Delta\theta(x) = \Delta\theta_{10}(x) + \Delta\theta_{12}(x) \quad (6)$$

Considerînd că nu există interacțiune între canalizarea de dus și canalizarea de întors, în canalizarea de dus are loc o scădere de temperatură corespunzătoare unei răcirii proprii :

$$\Delta\theta_{10}(x) = n \cdot W_1(x) \cdot R = n \cdot Q \cdot c \cdot \rho \cdot R \frac{d\theta}{dx} \quad (7)$$

Interacțiunea termică dintre cele două canalizări ale fluidului de răcire depinde de rezistența termică A dintre aceste canalizări. Admițînd că în canalizarea de întors nu există un fluid care să producă o răcire proprie, iar fluidul din canalizarea de dus preia numai căldura dezvoltată în canalizarea de întors rezultă :

$$\Delta\theta_{12}(x) = n' \cdot W_1'(x) \cdot A = -n' Q' c \rho A \cdot \frac{d\theta'}{dx} \quad (8)$$

Semnul minus corespunde inversării sensului de curgere a fluidului în canalizarea de întors în raport cu sensul de variație al abscisei.

Suprapunînd cele două situații (7) și (8), rezultă o ecuație diferențială de forma :

$$\Delta\theta(x) = n \cdot Q \cdot c \cdot \rho \cdot R \cdot \frac{d\theta}{dx} - n' \cdot Q' \cdot c \cdot \rho \cdot A \cdot \frac{d\theta'}{dx} \quad (9)$$

Deoarece $\frac{d\theta_m}{dx} = 0$, cu ajutorul relației (5) se obține :

$$\Delta\theta(x) = -n Q c \rho R \frac{d(\Delta\theta)}{dx} + n' Q' c \rho A \cdot \frac{d(\Delta\theta')}{dx} \quad (10)$$

În mod similar rezultă o ecuație care exprimă scăderea de temperatură în canalizarea de întors, obținând sistemul de ecuații diferențiale :

$$\frac{d(\Delta\theta)}{dx} = \frac{A}{R} \cdot \frac{d(\Delta\theta')}{dx} - \frac{1}{nRQ_{cp}} \cdot \Delta\theta \quad (11)$$

$$\frac{d(\Delta\theta')}{dx} = \frac{A}{R'} \cdot \frac{d(\Delta\theta)}{dx} + \frac{1}{n'R'Q_{cp}} \cdot \Delta\theta'$$

Sistemul (11) poate fi rezolvat analitic, pe calculator numeric sau analogic. Operarea pe calculator analogic prezintă avantajul repetării calculelor în diferite variante, prin simplul reglaj al coeficienților de transfer, iar înregistrările grafice obținute permit o interpretare intuitivă a fenomenului studiat.

3. Modelarea pe calculator analogic

Sistemul (11) a fost transformat în forma :

$$\frac{d(\Delta\theta)}{dx} = \frac{A}{(RR'-A^2)nQ_{cp}} \cdot \Delta\theta' - \frac{R'}{(RR'-A^2)nQ_{cp}} \cdot \Delta\theta \quad (12)$$

$$\frac{d(\Delta\theta')}{dx} = \frac{R}{(RR'-A^2)nQ_{cp}} \cdot \Delta\theta' - \frac{A}{(RR'-A^2)nQ_{cp}} \cdot \Delta\theta$$

În fig. 1 se prezintă schema de cablaj pentru rezolvarea sistemului (12) pe calculator analogic. S-a utilizat calculatorul analogic tranzistorizat MEDA 42 TA.

Coeficienții de transfer au fost notați :

$$K_{11} = \frac{R'}{(RR'-A^2)nQ_{cp}};$$

$$K_{12} = \frac{A}{(RR'-A^2)nQ_{cp}}$$

$$K_{22} = \frac{R}{(RR'-A^2)nQ_{cp}};$$

$$K_{21} = \frac{A}{(RR'-A^2)nQ_{cp}}$$

(13)

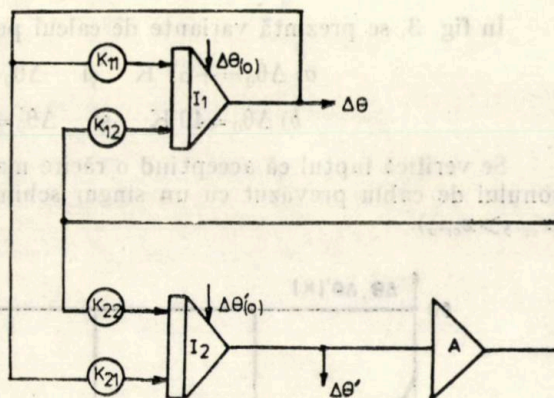


Fig. Schema de cablaj.

S-au considerat parametrii unui cablu cu circulație forțată de ulei [1] : $R=0,77 \text{ m} \cdot \text{K} \cdot \text{W}^{-1}$; $R'=1,14 \text{ m} \cdot \text{K} \cdot \text{W}^{-1}$; $A=0,4 \text{ m} \cdot \text{K} \cdot \text{W}^{-1}$; $nQ=4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \cdot \text{s}^{-1}$; $c=1922 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$; $\rho=870 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$.

S-au adoptat scările : $10 \text{ K} \div 1 \text{ V}$
 $200 \text{ m} \div 1 \text{ s}$

În fig. 2 se prezintă $\Delta\theta_{(x)}$ și $\Delta\theta'_{(x)}$, pentru condițiile inițiale $\Delta\theta_{(0)}=60 \text{ K}$ și $\Delta\theta'_{(0)}=20 \text{ K}$:

Pentru cazul modelat, în situația unui tronson de 1 km de cablu, este necesară montarea unui schimbător de căldură și la capătul opus originii, care să asigure o răcire a uleiului cu 18 K.

În cazul unui tronson de cablu mai scurt decât lungimea critică $l \leq x_{cr}$, al doilea schimbător de căldură nu mai este necesar. Debitul de fluid de răcire considerat, se situează în domeniul debitelor mici ($0,4 - 1,4 \text{ m}^3 \cdot \text{s}^{-1}$), soluție adoptată în cazul unor tronsoane de cablu cu lungimi scurte [2].

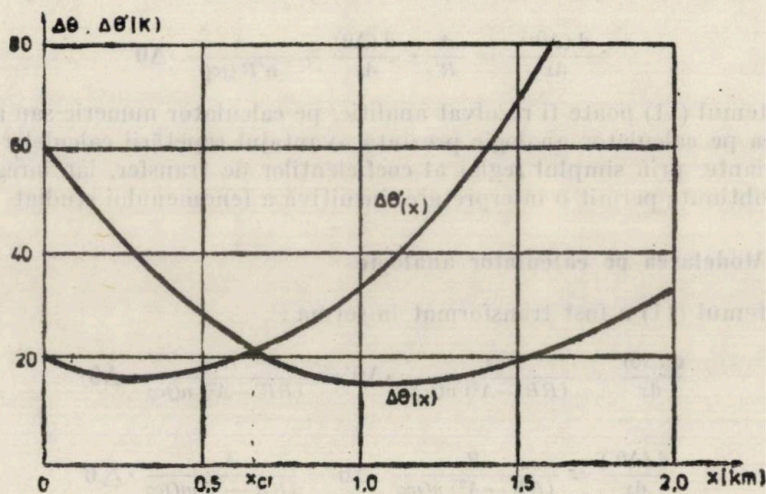


Fig. 2. Eficiența răcirii.

În fig. 3. se prezintă variante de calcul pentru condițiile inițiale :

a) $\Delta\theta_0 = +67 \text{ K}$ și $\Delta\theta'_0 = 20 \text{ K}$;

b) $\Delta\theta_0 = 40 \text{ K}$ și $\Delta\theta'_0 = 10 \text{ K}$.

Se verifică faptul că acceptînd o răcire mai puțin eficientă, lungimea tronsonului de cablu prevăzut cu un singur schimbător de căldură este mai mare ($x_{cr,b} > x_{cr,a}$).

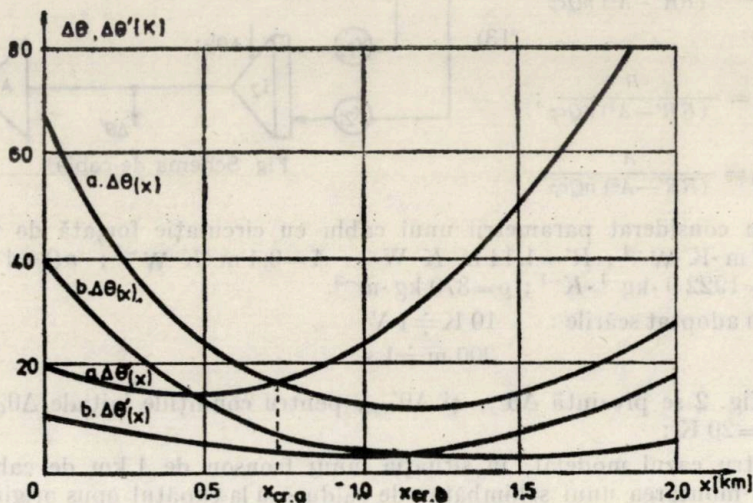


Fig. 3. Variante de calcul.

4. Concluzii

Plecînd de la parametrii de pozare ai unui cablu cu circulație de ulei, în lucrare s-au analizat ecuațiile de bilanț termic. Rezolvarea pe calculator analogic a acestor ecuații a permis determinarea eficienței răcirii cablului de energie în lungul canalizării acestuia.

Metoda permite localizarea punctului în care răcirea este minimă, iar calculul se poate repeta rapid pentru diferite valori ale parametrilor.

BIBLIOGRAFIE

1. Fl a m a n d C. A., T e r r a m o r s i G. „Étude du refroidissement des câbles d'énergie par circulation forcée“, In : R.G.E., nr. 4, 1968.
2. B a t a i l l e C. „Réfroidissement des câbles d'énergie par circulation forcée“. In R.G.E., nr. 1, 1974.

THE THERMIC REGIME OF A HIGH VOLTAGE OIL COOLING CABLE MODELLED ON ANALOGUE COMPUTER

SUMMARY

In the paper the thermal balance equations for high voltage cable is analysed, and the solutions obtained on analogue computer is presented.

SOLICITAREA IZOLAȚIEI MANTALEI METALICE ALE CABLURILOR LA APLICAREA UNDELOR DE IMPULS

DE

NEGRU VIOREL, TITIȚĂZAN VIOREL

1. Introducere

Cablurile de energie electrică pot avea mantaua metalică legată la pământ în mai multe puncte sau numai într-un punct. Legarea la pământ într-un singur punct contribuie la reducerea pierderilor, eliminând curenții de circulație — dar prezintă dezavantajul că la lungimi mari pot să apară tensiuni periculoase în punctul extrem nelegat la pământ [1].

În cablurile de curent alternativ în regim staționar, apar tensiuni de inducție în mantalele metalice, datorită inductivităților mutuale între conductoarele de fază și manta. Aplicând sistemul de conectare încrucișată a mantalelor metalice ale cablurilor trifazate, suma tensiunilor induse în regim simetric devine zero.

În regimul tranzitoriu produs de apariția unor unde de supratensiune în conductorul de fază (trăsnet în rețeaua aeriană la care este racordat cablul, sau reaprinderi repetate în camere de stingere a întreruptoarelor), izolația mantalei metalice a cablurilor poate fi solicitată puternic în punctul extrem legării la pământ.

2. Solicitarea izolației mantalei metalice

Schema electrică echivalentă conține cuadripoli C_0-R_0 , în care C_0 reprezintă capacitatea fază-manta pe unitatea de lungime, iar R_0 rezistența electrică a mantalei metalice pe unitate de lungime (fig. 1).

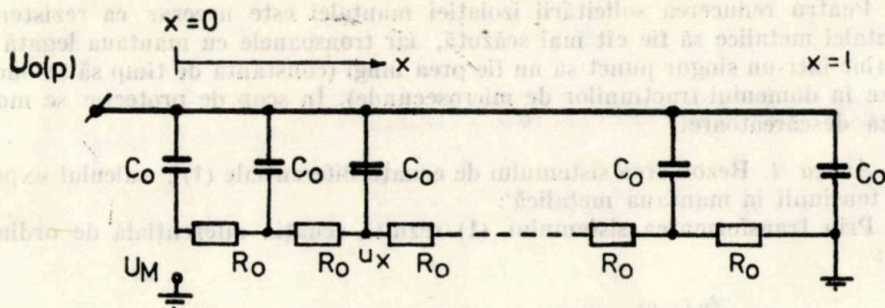


Fig. 1. Schema echivalentă.

Pentru un element infinitesimal dx , rezultă sistemul de ecuații :

$$\begin{cases} -\frac{\partial u(x,p)}{\partial x} = i(x,p)R_0 \\ \frac{\partial i(x,p)}{\partial x} = pC_0 [u_0(p) - u(x,p)] \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{Cu condițiile la limită : } i(x=0) &= 0 \\ u(x=l) &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

soluția sistemului (1) devine :

$$u(x,p) = u_0(p) \left[1 - \frac{\text{ch } x\sqrt{pR_0C_0}}{\text{ch } l\sqrt{pR_0C_0}} \right] \quad (3)$$

Considerind la intrare un semnal treaptă și efectuind transformarea în domeniul real :

$$u(x,t) = u_0 \sum_{K=0}^{\infty} \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{2K+1}{2} \cdot \pi \cdot \frac{x}{l}}{(-1)^K (2K+1)} \cdot e^{-\frac{(2K+1)^2 \pi^2}{4} \cdot \frac{t}{R_0 C_0 l^2}} \quad (4)$$

Solicitarea maximă apare în punctul extrem legării la pământ ($x=0$):

$$u_M(t) = u(x=0, t) = u_0 \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{K=0}^{\infty} \frac{1}{(-1)^K (2K+1)} \cdot e^{-\frac{(2K+1)^2 \pi^2}{4} \cdot \frac{t}{R_0 C_0 l^2}} \quad (5)$$

Avind în vedere descompunerea în serie Leibniz :

$$\pi = \sum_{K=0}^{\infty} \frac{4}{(-1)^K (2K+1)} \quad (6)$$

solicitarea izolației mantalei în primul moment ($t=0$) este egală cu unda incidentă și scade exponențial cu constanta de timp $T = \frac{4}{\pi} R_0 C_0 \cdot l^2$.

$$u_M(t=0) = u_0 \quad (7)$$

3. Concluzii

În lucrare s-a calculat expresia tensiunii care solicită izolația mantalei metalice a cablurilor cu mantaua legată la pământ, la o singură extremitate. Solicitarea maximă apare în primul moment, în punctul extrem nelegat la pământ.

Pentru reducerea solicitării izolației mantalei este necesar ca rezistența mantalei metalice să fie cât mai scăzută, iar tronsoanele cu mantaua legată la pământ într-un singur punct să nu fie prea lungi (constanta de timp să se încadreze în domeniul fracțiunilor de microsecunde). În scop de protecție se montează descărcătoare.

Anexa 1. Rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale (1); calculul expresiei tensiunii în mantaua metalică :

Prin transformarea sistemului (1) rezultă ecuația diferențială de ordinul doi :

$$\frac{\partial^2 u(x,p)}{\partial x^2} - p \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot u(x,p) = -p \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot u_0(p) \quad (1.1)$$

Soluția ecuației (1.1) este de forma :

$$u(x, p) = A \cdot e^{x\sqrt{pR_0C_0}} + B \cdot e^{-x\sqrt{pR_0C_0}} + D \cdot u_0(p) \quad (1.2)$$

impunând condițiile la limită enunțate, se determină constantele de integrare :

$$A = B = \frac{-u_0(p)}{e^{l\sqrt{pR_0C_0}} + e^{-l\sqrt{pR_0C_0}}} \quad (1.3)$$

$$D = 1$$

iar soluția (1.2) devine :

$$u(x, p) = u_0(p) \left[1 - \frac{e^{x\sqrt{pR_0C_0}} + e^{-x\sqrt{pR_0C_0}}}{e^{l\sqrt{pR_0C_0}} + e^{-l\sqrt{pR_0C_0}}} \right] \quad (1.4)$$

În expresia (1.4) se pot introduce funcții hiperbolice.

Anexa 2. Calculul expresiei tensiunii pentru un semnal treaptă la intrare :

În expresia tensiunii (3) s-a considerat un semnal treaptă la intrare și s-a introdus notația $W(x, p)$ a cărei transformare în domeniul timpului real se va efectua separat :

$$W(x, p) = \frac{U_0 \cdot \operatorname{ch} x \sqrt{pR_0C_0}}{p \cdot \operatorname{ch} l \sqrt{pR_0C_0}} \quad (2.1)$$

$$u(x, t) = u_0 - W(x, t) \quad (2.2)$$

Aplicînd teorema de dezvoltare a lui Heaviside :

$$W(x, t) = u_0 \frac{\operatorname{ch}(x \cdot 0)}{\operatorname{ch}(l \cdot 0)} + u_0 \sum_{K=0}^{\infty} \frac{\operatorname{ch} x \sqrt{pR_0C_0}}{p_K \cdot \operatorname{ch}' l \sqrt{p_K R_0C_0}} \cdot e^{-p_K t} \quad (2.3)$$

rădăcinile numitorului din expresia (2.3) fiind :

$$p_K = \frac{-(2K+1)^2 \pi^2}{4 \cdot l^2 \cdot R_0C_0}; K=0; 1; 2; 3 \dots \quad (2.4)$$

Rezultă :

$$W(x, t) = u_0 \left[1 - \sum_{K=0}^{\infty} \frac{\cos \frac{2K+1}{2} \cdot \pi \cdot \frac{x}{l}}{\frac{2K+1}{4} \cdot \pi \cdot (-1)^K} \cdot e^{-\frac{(2K+1)^2 \pi^2}{4l^2} \cdot \frac{t}{R_0C_0}} \right] \quad (2.5)$$

Expresia (2.5) se înlocuiește în (2.2).

BIBLIOGRAFIE

1. Michel Fallou : Analyse des procédés permettant de supprimer les pertes dans les gaines métalliques de câbles unipolaires à courant alternatif". In : R.G.E., nr. 6, 1965.
2. André Angot „Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații". E.T., 1965.

THE INSULATION TEST OF THE METAL CASING CABLE AT IMPULSE WAVES

SUMMARY

In this paper, the level of the electrical test of the casing cable insulation is calculated, in the extreme point, not grounded connection.

FORMATOR DE IMPULSURI CU VÎRF PENTRU COMANDA TIRISTOARELOR DE COMUTAȚIE

DE

M. CIUGUDEAN, M. TANASE

Pentru reducerea timpului de întârziere la aprindere al tiristoarelor, t_a care reprezintă un timp mort în funcționarea acestora în regim de impulsuri la frecvențe mari (în invertoare și convertoare de frecvență) este necesar un impuls de curent de grilă cu panta de creștere ridicată și cu amplitudine mult mai mare decât valoarea minimă necesară pentru aprindere [1, 4, 6]. După cum se arată în [5, 6] un astfel de impuls reduce și timpul de comutare propriu-zisă t_c (timpul de cădere al tensiunii anodice) și prin aceasta se reduce puterea medie-disipată pe tiristoare la intrarea în conducție.

În cataloage [4] nu sînt date, în general, decât curbe de dependență a timpului de întârziere de caracteristicile impulsului de curent de grilă deoarece timpul de comutare depinde în special de caracterul circuitului exterior [5]. Astfel, din [4] rezultă că pentru reducerea substanțială a timpului de întârziere pentru tiristoare de curent mediu 50...300 A este necesar un impuls de curent de grilă cu amplitudinea $i_g = 1...2$ A și o pantă de creștere $di_g/dt = 1...2$ A/ μ s. Valoarea ridicată a curentului de grilă trebuie menținută numai pentru un interval de timp egal cu timpul de aprindere deci:

$$t_i \geq t_a + t_c = t_a$$

care, în cazul tiristoarelor rapide este cuprins între 5...10 μ s. Se obișnuiește totuși, pentru siguranță la aprindere (ținînd cont că t_c depinde mult de caracterul sarcinii), să se utilizeze impulsuri cu durata t_i mai mare de t_a care au pe durata t_a un vîrf (fig. 1). Folosind impulsuri cu vîrf se reduce puterea disipată pe joncțiunea grilă-catod a tiristorului față de cazul cînd amplitudinea impulsului ar fi constantă și egală cu i_{GP} .

Creșterea pantei impulsului de curent de grilă se poate obține în primul rînd prin măsuri obișnuite:

- realizarea transformatorului de impuls cu inductanță de scăpări cît mai redusă
- folosirea unor conductoare scurte de legătură și cu inductanță redusă între transformatorul de impuls și tiristor (amplasarea transformatorului în apropierea tiristorului)
- realizarea impulsului cu un tranzistor sau tiristor cu timp de comutare redus
- folosirea în circuitul de grilă a tiristorului a unor diode de comutație și a unor rezistențe bobinate antiinductiv.

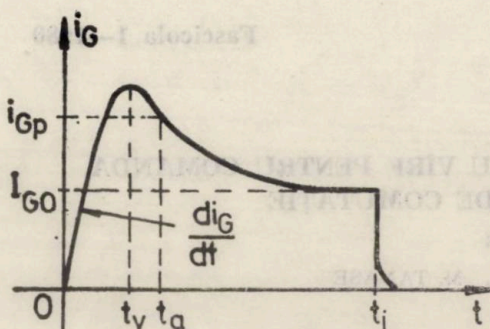


Fig. 1.

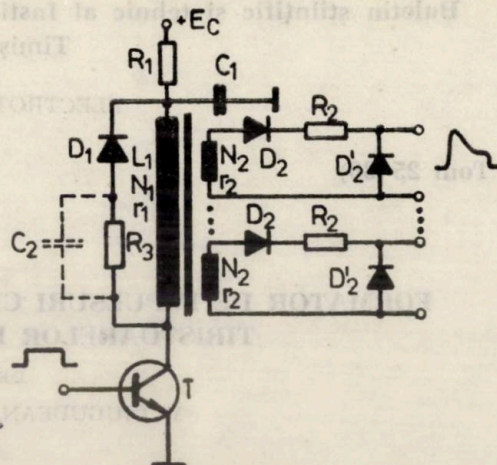


Fig. 2.

În cazul utilizării impulsului cu vîrf, realizat prin descărcarea unui condensator peste circuitul de grilă, se poate realiza în condițiile de mai sus o pantă de creștere a curentului de valoare ridicată ($> 1 \text{ A}/\mu\text{s}$) chiar în condițiile în care transformatorul de impuls comandă mai multe tiristoare simultan [3].

În [3] se prezintă cele două moduri cunoscute de realizare a impulsului cu vîrf [2, 6]. Dintre acestea se analizează în lucrare numai soluția în care condensatorul se află în primarul transformatorului (fig. 2).

Componentele introduse în circuit în scopul realizării vîrfului impulsului sînt C_1 și R_1 . În intervalul în care tranzistorul este blocat condensatorul C_1 se încarcă de la sursa de alimentare prin rezistența R_1 . La aducerea tranzistorului în saturație condensatorul C_1 se descarcă prin transformator și tranzistor, curentul de descărcare suprapunindu-se peste cel constant produs de sursa E_c prin rezistența R_1 . Se realizează astfel un vîrf suprapus peste un impuls rectangular.

Rezistențele R_2 au rolul de a înlătura efectul dispersiei caracteristicii de grilă a tiristoarelor în scopul aprinderii simultane sigure a tuturor tiristoarelor (acestea nu se sortează) [3].

Condensatorul C_2 are rolul de a grăbi descărcarea energiei electromagnetice din inductanța primarului după terminarea impulsului în cazul în care pauza dintre două impulsuri este insuficientă pentru descărcarea prin rezistența R_3 . Energia preluată de condensatorul C_2 se poate apoi disipa peste rezistența R_3 chiar și în timp ce circuitul furnizează impuls. Dioda D'_2 este o diodă de comutație care reduce tensiunea inversă pe joncțiunea grilă-catod a tiristorului și se folosește în special atunci cînd dioda D_2 nu este o diodă de comutație și nu se blochează suficient de repid la terminarea impulsului util.

Tranzistorul folosit trebuie să aibă un timp de comutație sub $0,2 \mu\text{s}$ ($f_T > 5 \text{ MHz}$). În cele ce urmează se va considera că timpul de comutație al tranzistorului este neglijabil față de durata frontului impulsului de curent i_G ($0,5 \dots 1 \mu\text{s}$).

În cadrul lucrării se deduce și se analizează forma de variație în timp a curentului de grilă pentru cazul unei singure înfășurări secundare, concluziile putîndu-se extinde ușor la mai multe înfășurări. Circuitul echivalent simplificat pentru intervalul de la începutul impulsului (timpul t_a) cînd tranzistorul T este saturat este dat în fig. 3. El este valabil și pentru restul intervalului impulsu-

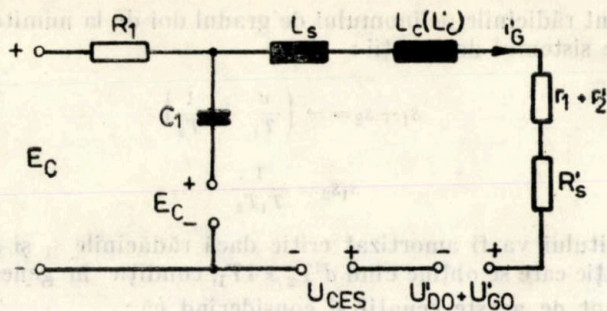


Fig. 3.

lui dacă inductanța primarului transformatorului este suficient de mare pentru ca să apară doar o cădere redusă a palierului. Condensatorul C_1 , inițial încărcat cu tensiunea E_c , s-a reprezentat printr-un condensator descărcat în serie cu o sursă de tensiune E_c . Aici L_s reprezintă inductanța de scăpări a transformatorului de impuls, $L_c(L'_c)$ — reprezintă inductanța conductoarelor de legătură dintre circuitul electronic și primarul transformatorului de impuls (cînd acesta din urmă este plasat la distanță, în apropierea tiristorului) sau dintre secundarul transformatorului și tiristor (cînd transformatorul este plasat în circuitul electronic). În al doilea caz inductanța conductoarelor se raportează la primar și cînd transformatorul este coborîtor de tensiune, inductanța apare în circuitul echivalent mărită. Pentru conductoare cu secțiune de 1 mm^2 torsodate, inductanța atinge $0,65 \text{ } \mu\text{H/m}$.

R'_s include, pe lîngă rezistența R_2 , rezistențele dinamice ale diodei și joncțiunii grilă-catod a tiristorului (rezultate prin liniarizarea caracteristicilor) raportate la primar:

$$R'_s = r'_d + r'_g + R'_2$$

U'_{D0} și U'_{G0} sînt tensiunile de deschidere a diodei și joncțiunii grilă catod raportate la primar (liniarizarea caracteristicilor).

Rezolvînd prin calcul operațional circuitul în raport cu i'_G pentru salt treaptă al tensiunilor se obține:

$$i'_G(s) = \frac{I'_{G0}}{T_1} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{T_2}\right)}{s \left[s^2 + s \left(\frac{d}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right) + \frac{1}{T_1 T_2}\right]} \quad (1)$$

în care s-au notat:

$$I'_{G0} = \frac{E_{C1} - U_{CES} - U'_{D0} - U'_{G0}}{R_1 + R}, \quad R = r_1 + r'_2 + R'_s, \quad L = L_s + L_c, \quad (2)$$

$$\frac{L}{R_1 + R} = T_1, \quad R_1 C_1 = T_2, \quad \frac{R}{R_1 + R} = d.$$

Se observă că I'_{G0} reprezintă curentul de grilă corespunzător palierului impulsului, raportat la primar iar d este un factor de divizare.

Variația în timp a raportului i'_G/I'_{G0} (același cu raportul i_G/I_{G0}) va fi de forma:

$$\frac{i_G}{I_{G0}} = 1 + \frac{1 + s_1 T_2}{T_1 T_2 s_1 (s_1 - s_2)} e^{s_1 t} - \frac{1 + s_2 T_2}{T_1 T_2 s_2 (s_1 - s_2)} e^{s_2 t} \quad (3)$$

unde s_1 și s_2 sînt rădăcinile polinomului de gradul doi de la numitorul relației (1) și sînt date de sistemul de ecuații :

$$s_1 + s_2 = - \left(\frac{d}{T_1} + \frac{1}{T_2} \right) \quad (4)$$

$$s_1 s_2 = \frac{1}{T_1 T_2}$$

Regimul circuitului va fi amortizat critic dacă rădăcinile s_1 și s_2 sînt reale și negative, situație care se obține cînd $d^2 T_2 \geq 4 T_1$, condiție în general îndeplinită.

Ținînd cont de aceste ecuații și considerînd că :

$$|s_1| \ll |s_2| \quad \text{iar} \quad |s_2| T_2 \gg 1 \quad (5)$$

(condiții îndeplinite în cazurile practice) rezultă o relație potrivită pentru calcule :

$$\frac{i_a}{I_{G0}} = 1 + (|s_1| T_2 - 1) e^{-|s_1| t} - |s_1| T_2 e^{-|s_2| t} \quad (6)$$

Reprezentînd grafic componentele acestei relații și rezultanta lor (fig. 4) se observă că a doua componentă (dată de termenul al doilea) variază mai lent iar cea de a treia componentă (dată de termenul al treilea) variază mult mai

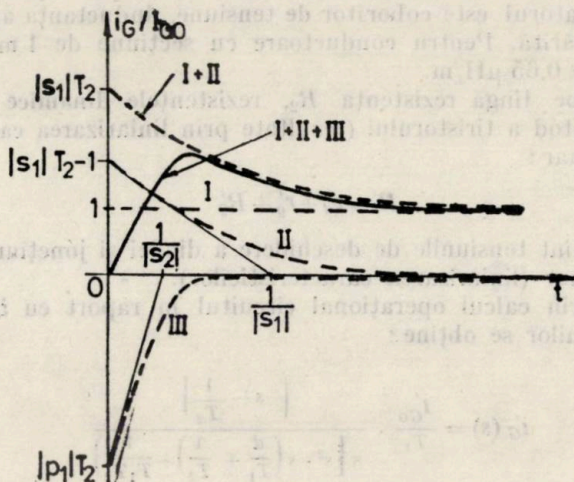


Fig. 4.

rapid în timp. Aceasta face ca asupra vîrfului impulsului rezultat să influențeze, pe lîngă $|s_1| T_2$ și modulul $|s_2|$. Pentru inductanța L foarte mică rezultă $T_1 \ll T_2$ și din prima relație a sistemului (4) se obține

$$(|s_1| T_2)_{L \rightarrow 0} = \frac{1}{d} = \frac{R_1 + R}{R} \quad (7)$$

care ar constitui valoarea ideală a vîrfului impulsului (fig. 4). Pe măsură ce inductanța L crește, vîrful impulsului coboară aproximativ conform curbei I+II, a cărei variație este dictată în special de capacitatea C_1 . Se poate aprecia că valoarea vîrfului este influențată în special de mărimile d și L iar durata vîrfului de capacitatea C_1 . Întrucît inductanța L se realizează întotdeauna

cît se poate de mică rămîne a se impune amplitudinea și durată vîrfului prin factorul de divizare d și condensatorul C_1 .

Timpul t_v corespunzător vîrfului impulsului este :

$$t_v = \frac{1}{s_1 - s_2} \ln \frac{1 + s_2 T_2}{1 + s_1 T_2} = (2 \dots 3) \cdot \frac{1}{|s_2|} \quad (8)$$

iar panta curentului de grilă la începutul frontului impulsului va fi :

$$\left(\frac{di_G}{dt} \right)_{t=0} = \frac{I_{G0}}{T_1} = I_{G0} \frac{R_1 + R}{L} \quad (9)$$

(cu L în μH pentru obținerea pantei în $A/\mu s$) și poate fi impusă în oarecare măsură la dimensionarea circuitului. Din relațiile (7) și (9) rezultă că măsurile de creștere a vîrfului și pantei impulsului prin intermediul rezistențelor sînt contradictorii.

Relațiile și concluziile de mai sus au fost verificate experimental reușindu-se obținerea unei concordanțe bune între forma impulsului dedusă prin calcul și cea măsurată (fig. 3). Trebuie reținut faptul că forma calculată se realizează cu bună aproximație experimental numai dacă tiristorul comandat este un tiristor de comutație iar diodele D_2 sînt diode de comutație (fig. 5). Diodele lente și în special tiristoarele lente înrăutățesc substanțial panta curentului de grilă.

În cazul cînd transformatorul de impuls are mai multe înfășurări secundare este necesar să se determine mai întîi rezistențele R_1 și R_2 conform lucrării [3]

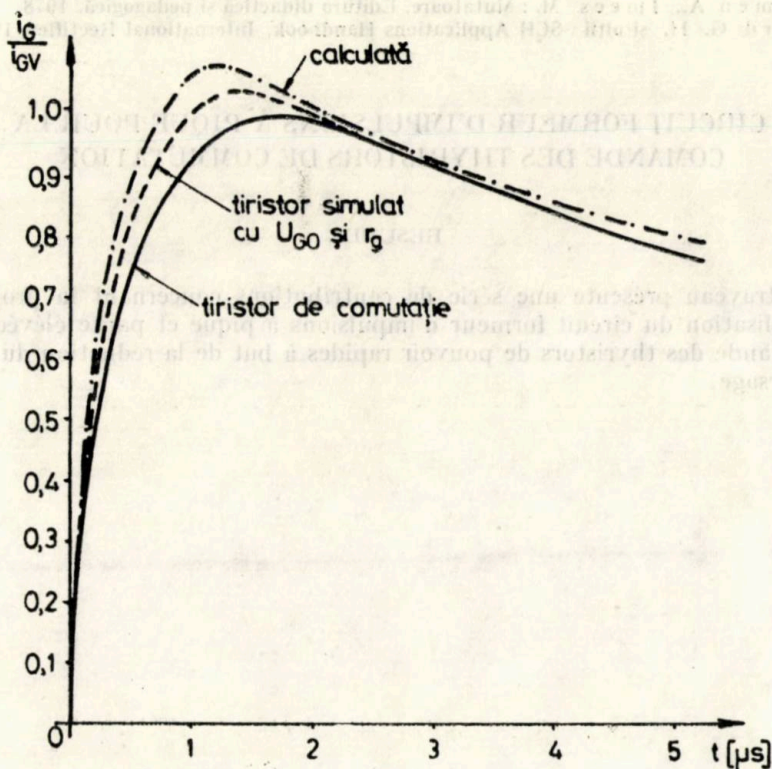


Fig. 5.

pentru a se asigura comanda tiristoarelor de un anumit tip în condițiile dispersiei maxime a caracteristicii de grilă a acestora.

În circuitul echivalent din fig. 3, înfășurările secundare apar acum conectate în paralel și pentru cazul când rezistența dinamică a tiristoarelor este redusă, rezistențele din secundar și inductanțele conductoarelor plasate în secundar se pot lua reduse de m ori, m fiind numărul înfășurărilor secundare.

L_s reprezintă în acest caz inductanța măsurată în primar cu toate înfășurările secundare scurtcircuitate.

Prin impunerea lui R_1 și R_2 vârful și panta impulsului sînt în mare măsură îngrădite. Reducerea inductanței de scăpări și a conductoarelor de legătură, eventual sortarea tiristoarelor cu aceeași caracteristică de grilă sînt singurele soluții pentru creșterea performanțelor circuitului.

Relațiile deduse în lucrare permit dimensionarea principalelor componente ale formatoarelor de impulsuri cu vîrf cu condensator în primarul transformatorului de impuls sau aprecierea performanțelor unor astfel de circuite date.

BIBLIOGRAFIE

1. Meyer M.: Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată. Editura tehnică, 1970.
2. Weinrich G. și alții: Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, Vol. I, Editura Tehnică, 1970.
3. Ciugudean M., Tănase M.: Formator amplificator de impulsuri pentru comanda tiristoarelor de putere. Buletinul Științific al I.P. Cluj-Napoca, 22, 1979.
4. A.E.G. Leistungs-helbleiter. Tiristoren triacs. Lieferprogramm 1969/70.
5. Kelemen A., Imecs M.: Mutatoare. Editura didactică și pedagogică, 1978.
6. Ricard G. H. și alții: SCR Applications Handbook, International Rectifier, 1974.

CIRCUIT FORMEUR D'IMPULSIONS À PIQUE POUR LA COMANDE DES THYRISTORS DE COMMUTATION

RESUMÉE

Le travail présente une série de contributions concernant la projection et la réalisation du circuit formeur d'impulsions à pique et pante élevée, pour la commande des thyristors de pouvoir rapides à but de la réduction du temps d'ammorsage.

CONTRIBUȚII LA SINTEZA STRUCTURII CONVERTOARELOR DE COD

DE

MARIUS PETRUESCU, IOAN BABUȚIA

1. Introducere

Adeseori, la implementarea unor sisteme de conducere automată a proceselor, este necesară interconectarea a două sau mai multe echipamente (aparate-care folosesc coduri diferite pentru reprezentarea numerică a informației. În această situație, se impune intercalarea unui subansamblu (interfață) cu scopul conversiei unui cod de reprezentare numerică în altul.

De asemenea, această necesitate se poate ivi și în cadrul unui echipament de automatizare, unde motive de simplitate a diferitelor blocuri de calcul pot face recomandabilă utilizarea unor coduri numerice diferite.

În literatura de specialitate [1], [2], [3] se scot în evidență asemănările și relațiile care există între anumite perechi de coduri și care conduc la scheme de conversie simple. Este însă puțin tratată conversia între coduri care prezintă diferențe de structură pronunțate.

Proiectarea unor astfel de convertoare de cod, în general, se complică cu cât crește lungimea codului sursă (numărul de ranguri binare). Referitor la această chestiune se pun două probleme contradictorii: pe de o parte timpul de conversie — de dorit cât mai scurt — iar pe de altă parte volumul blocului de conversie (numărul de circuite logice elementare consumate) cu implicații asupra fiabilității, costului, consumului de putere și, prin urmare, de dorit și el cât mai mic.

În lucrare se prezintă comparativ, prin prisma celor două obiective timp — volum, câteva posibilități de realizare a unor convertoare de cod pentru coduri de lungime relativ mare (echivalentul a 3—4 ranguri zecimale) și cu diferențe de structură pronunțate. Pentru exemplificare și aprecieri cantitative se va folosi cazul conversiei din codul binar deplasat cu 10 ranguri binare de valoare într-un cod BCD precum și ipoteza că realizarea convertorului se face cu circuite integrate TTL. Această situație a fost folosită de autori la realizarea și experimentarea unor sisteme automate de conducere a unor acționări cu motoare asincrone atât de des întâlnite în industrie.

2. Convertoare de cod combinaționale

O primă posibilitate o constituie utilizarea unei scheme de conversie combinațională. Aceasta prezintă avantajul realizării celui mai redus timp de conversie, în schimb implică sinteza a 31 de funcții logice cu un număr de ordinul sutelor

de termeni P de 10 variabile. Manevrarea acestor funcții în vederea minimizării este deosebit de laborioasă. În plus, realizarea fizică a acestor funcții, avînd în vedere că nu se dispune de circuite SI cu mai mult de 8 intrări, necesită sinteza acestor funcții SI respectiv SAU prin scheme combinaționale pe mai multe nivele ceea ce mărește timpul de conversie. Avînd în vedere cele de mai sus se apreciază că numărul capsulelor de circuite integrate ce se consumă la realizarea unui asemenea convertor de cod este de ordinul sutelor iar timpul de conversie de ordinul 120 ns.

3. Convertoare de cod cu numărătoare

O altă posibilitate de realizare a unor convertoare de cod este ilustrată în figura 1. Numărul în codul sursă ce trebuie trecut în codul obiectiv se încarcă prin porțile $P_0 \div P_{n+1}$ în numărătorul programabil reversibil în cod sursă (NPRCS).

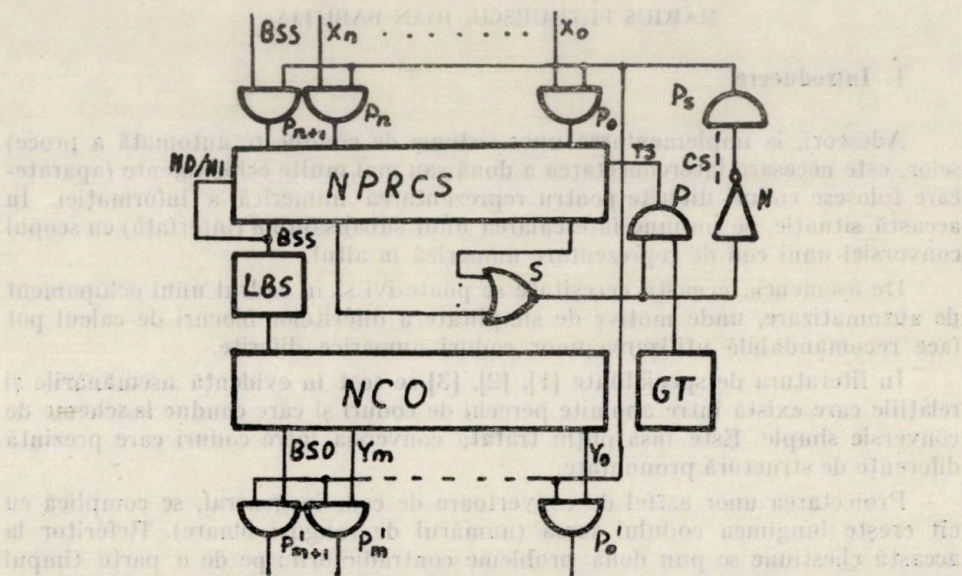


Fig. 1. Convertor de cod cu numărătoare.

Funcție de semnul numărului (valoarea bitului de semn BSS) ce trebuie trecut în codul obiectiv se comandă NPRCS pe intrarea ND/NI pentru numărare în sens direct sau invers după cum urmează :

- dacă numărul este pozitiv se comandă numărare inversă (NI)
- dacă numărul este negativ se comandă numărare directă (ND)

Atîta timp cît conținutul NPRCS este diferit de zero, de la generatorul de tact (GT) se trimite impulsuri prin poarta P la intrările numărătoarelor NPRCS și NCO (numărător în cod obiectiv). După un număr de impulsuri egal cu valoarea absolută a numărului încărcat inițial în NPRCS, conținutul acestuia ajunge la valoarea zero, stare sesizată de către circuitul S ce blochează poarta P și astfel numărarea încetează. În acest moment NCO conține, în codul obiectiv, numărul încărcat inițial în NPRCS și se poate comanda transferul conținutului NCO elementului utilizator (aparatură sau blocul următor) prin porțile $P'_0 \div P'_{m+1}$ precum și o nouă încărcare a lui NPRCS.

Convertorul poate fi făcut să lucreze în regim asincron sau sincron față de subansamblele cu care se cuplează. În acest din urmă caz este necesar un semnal de comandă a sincronizării CS.

Stabilirea bitului de semn al numărului în cod obiectiv se realizează cu ajutorul circuitelor de logică a bitului de semn (LBS).

În figura 2 este dată schema detaliată a unui convertor din codul binar deplasat, de 10 ranguri de valoare, într-un cod BCD (8 4 2 1) cu bitul de semn potrivit convenției semn — mărime și care funcționează pe principiul prezentat mai înainte.

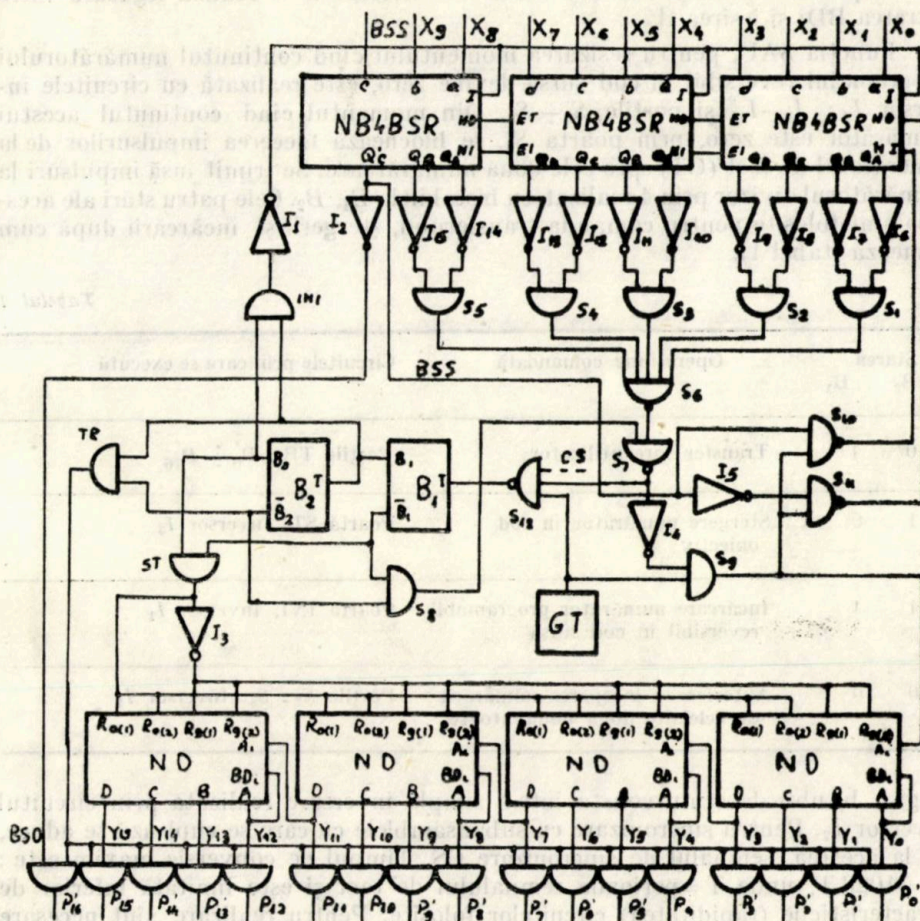


Fig. 2. Convertor de cod binar deplasat — B.C.D. cu numărătoare.

Numărătorul programabil reversibil în cod sursă este realizat cu ajutorul a trei circuite numărător binar de 4 biti sincron reversibil (NB4BSR). Aceste circuite sînt prevăzute cu:

— două intrări de numărare ND și NI. Numărarea într-un sens sau altul realizându-se prin aplicarea impulsurilor de numărat la intrarea corespunzătoare numărării în sensul necesar în timp ce la cealaltă este aplicat semnal 1. În cadrul schemei comanda sensului de numărare, potrivit acestor reguli, se realizează funcție de valoarea lui BSS cu ajutorul circuitelor I_5 ; S_{10} ; S_{11} .

— o ieșire de transport (ET) și una de împrumut (EI) destinate conectării în cascadă a NB4BSR.

— posibilitatea preîncărcării paralel a numărului adus la intrările a , b , c , d sub comanda semnalului aplicat la intrarea de încărcare (I).

Numărătorul în cod obiectiv este realizat cu patru circuite numărător decadic (ND) prevăzut cu :

— intrările de inițializare $R_{0(1)}$; $R_{0(2)}$; $R_{9(1)}$; $R_{9(2)}$. Pentru ștergere se aplică combinația $R_{0(1)}=R_{02}=1$; $R_{9(1)}=R_{9(2)}=0$.

— intrarea A_i la care se aplică impulsurile de numărât

— pentru numărare în cod BCD este necesar a se realiza legătura între intrarea BDI și ieșirea A.

Funcția SAU, pentru sesizarea momentului cînd conținutul numărătorului programabil reversibil în cod sursă devine zero, este realizată cu circuitele inversor I_4 ; $I_6 \div I_{15}$ și porțile $S_1 \div S_6$. Din momentul cînd conținutul acestui numărător este zero, prin poarta S_9 , se blochează trecerea impulsurilor de la generatorul de tact (GT) spre cele două numărătoare. Se trimit însă impulsuri la numărătorul divizor prin 4 realizat cu bistabilele B_1 , B_2 . Cele patru stări ale acestuia sînt folosite pentru comanda transferului, ștergerii și încărcării după cum urmează (tabel 1).

Tabelul 1

Starea B_2 B_1		Operațiune comandată	Circuitele prin care se execută
0	1	Transfer spre utilizator	Porțile TR ; $P'_0 \div P'_{16}$
1	0	Ștergere numărător în cod obiectiv	Poartă ST, Inversor I_3
1	1	Încărcare numărător programabil reversibil în cod sursă	Poartă INI, Inversor I_1
0	0	Autorizează începerea numărării de celelalte două numărătoare	Porțile S_7 ; S_8 , Inversor I_4

Logica bitului de semn constă într-o simplă inversare realizată prin circuitul inversor I_2 . Pentru sincronizare cu subansamblele cu care se cuplează se aduce, de la acestea, semnalul de sincronizare CS. Timpul de conversie maxim este : $T_c=1028 T$, unde T =perioada semnalului de tact și este limitată inferior de caracteristicile (rapiditatea) circuitelor folosite. Pentru realizare sînt necesare 20 capsule de circuite integrate.

4. Convertoare de cod cu sumatoare

O structură de convertor de cod, care permite scăderea timpului de conversie, este prezentată în figura 3 și a cărei funcționare este prezentată în continuare. Numărul ce trebuie trecut dintr-un cod în altul se încarcă într-un registru în cod sursă (RCS) prin intermediul porților $P_0 \div P_{n+1}$. Din RCS se selectează succesiv cîte un bit cu ajutorul semnalelor, decalate în timp, furnizate de programatorul de timp (PT). Pentru bitul selectat se stabilește, prin intermediul circuitelor blocului logic combinațional de conversie (BLCC), combinația în cod obiectiv corespunzătoare valorii rangului bitului selectat dacă acesta are valoarea 1. Aceste combinații (numere) sînt adunate de către blocul sumator ($B\Sigma$) la valoarea sumei combinațiilor precedente ce se află memorată de la

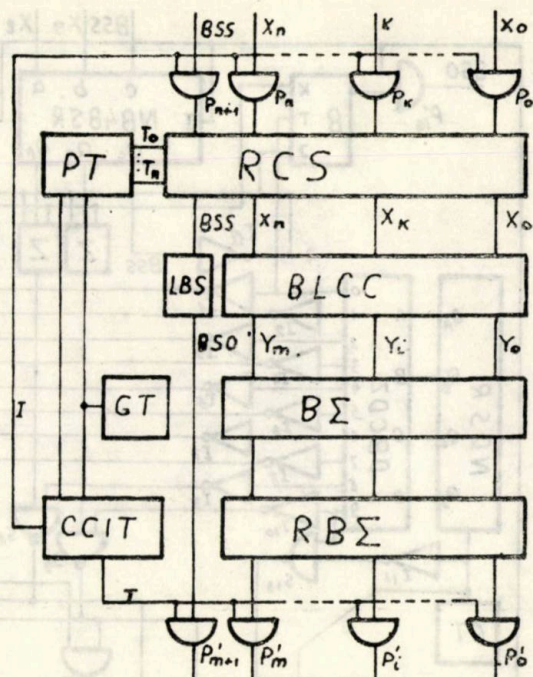


Fig. 3. Conversor de cod cu sumatoare.

sfârșitul intervalului de timp precedent, în registrul blocului sumator ($RB\Sigma$). După n intervale de timp în $RB\Sigma$ se găsește expresia în cod obiectiv a numărului încărcat în RCS. Urmează transferul acestei expresii către utilizator, prin porțile $P_0' \div P_{m+1}'$ sub acțiunea semnalului T de comandă a transferului, precum și încărcarea RCS cu un nou număr sub acțiunea semnalului I de comandă a încărcării. Aceste semnale sînt furnizate de circuitele de comandă a încărcării și transferului (CCIT).

În aceste condiții, structura BLCC, se simplifică foarte mult el trebuind să asigure conversia doar a n valori și nu a 2^n valori ca în cazul convertoarelor combinaționale.

O schemă detaliată a unui astfel de convertor din codul binar deplasat în codul BCD (8421) este dată în figura 4.

Registrul în cod sursă este realizat cu ajutorul a trei circuite NB4BSR.

La stabilirea logicii combinaționale de conversie trebuie să se țină seama de faptul că în cod binar deplasat, pentru numerele negative ($BSS=0$), suma valorilor rangurilor a căror biți au valoarea 1 nu este egală cu valoarea absolută a numărului iar suma valorilor rangurilor a căror biți au valoarea 0 este mai mică cu o unitate decît valoarea absolută a numărului, adică :

$$\text{atunci} \quad \sum_{i=0}^9 \bar{X}_i \cdot 2^i + 1 = |N|$$

Rezultă următoarele reguli de realizare a logicii combinaționale de conversie :

a) Dacă $BSS=1$ (numere pozitive) atunci pentru fiecare bit $X_i=1$ se va genera combinația de cod BCD corespunzătoare valorii rangului i .

b) Dacă $BSS=0$ (numere negative) atunci pentru fiecare bit $X_i=0$ se va genera combinația de cod BCD corespunzătoare valorii rangului i .

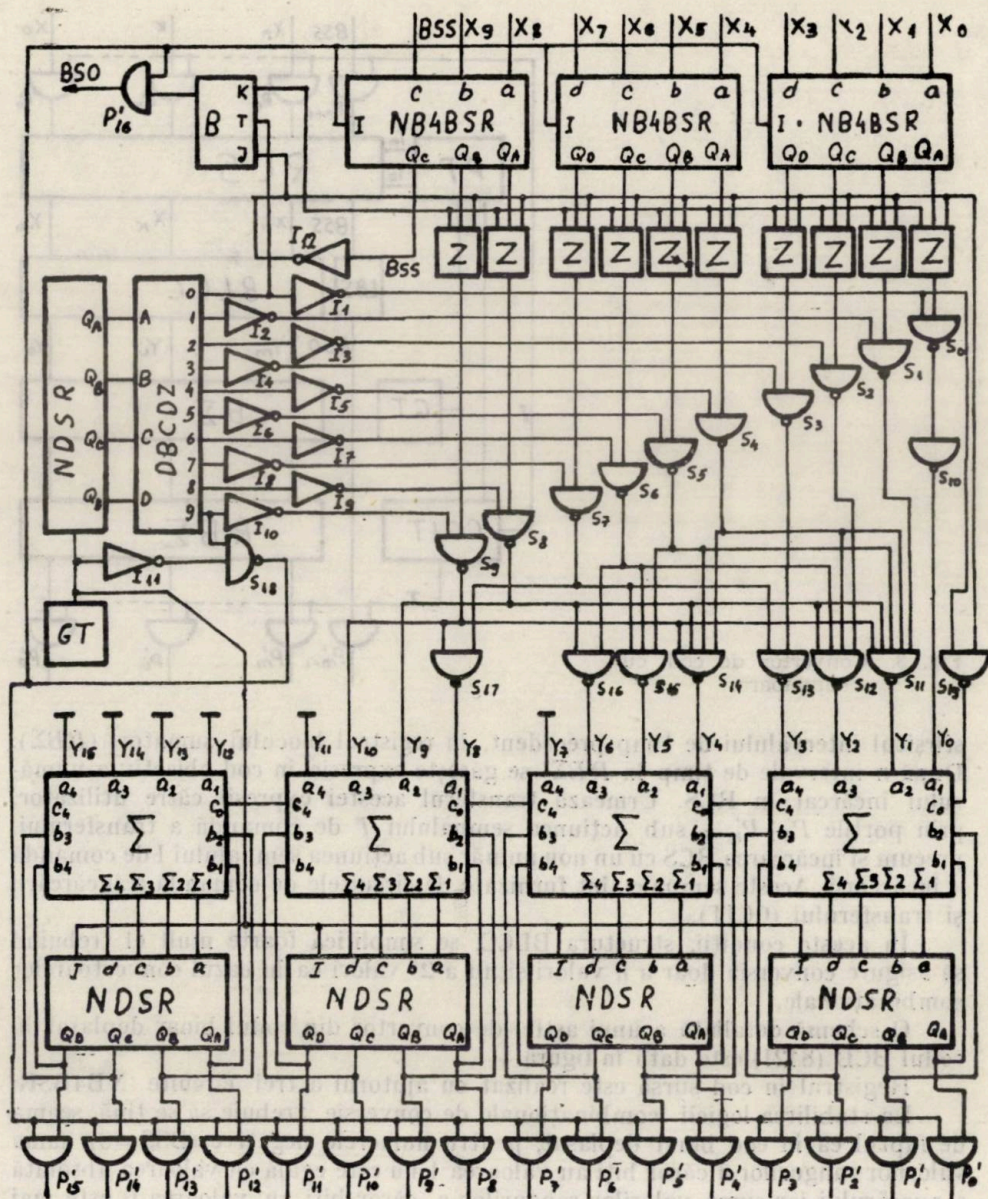


Fig. 4. Conversor de cod binar deplasat — B.C.D. cu sumatoare.

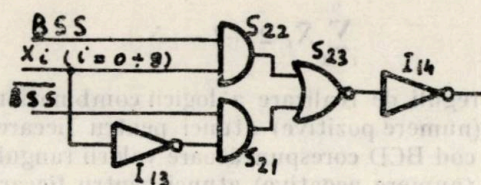


Fig. 5. Structura circuitului Z.

c) Dacă $BSS=0$ atunci în unul din cele 10 intervale de timp se va aduce suplimentar un 1 la intrarea de transfer din rangul mai puțin semnificativ C_0 a sumatorului (Σ). În figură aceasta se realizează în primul interval de timp prin poarta S_{10} .

Stabilirea biților pentru care se vor genera combinații de cod se face cu ajutorul circuitelor z a căror funcție logică este $z_i = BSS \cdot X_i + \overline{BSS} \cdot \overline{X}_i$ și care au structura arătată în figura 5.

Tabelul de adevăr pentru sinteza funcțiilor logice $Y_0 \div Y_{15}$ este dat în tabelul 2.

Tabelul 2

Ranp	Valoare rang	Combinație cod BCD															
		Y_{15}	Y_{14}	Y_{13}	Y_{12}	Y_{11}	Y_{10}	Y_9	Y_8	Y_7	Y_6	Y_5	Y_4	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0	$2^0=1$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	$2^1=2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
2	$2^2=4$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
3	$2^3=8$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
4	$2^4=16$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0
5	$2^5=32$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0
6	$2^6=64$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0
7	$2^7=128$	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0
8	$2^8=256$	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0
9	$2^9=512$	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0

Rezultă următoarele ecuații logice

$$Y_0 = z_0$$

$$Y_5 = z_5 + z_6 + z_7$$

$$Y_1 = z_1 + z_4 + z_5 + z_8 + z_9$$

$$Y_6 = z_6 + z_8$$

$$Y_2 = z_2 + z_4 + z_6 + z_8$$

$$Y_8 = z_7 + z_9$$

$$Y_3 = z_3 + z_7$$

$$Y_9 = z_8$$

$$Y_4 = z_4 + z_5 + z_8 + z_9$$

$$Y_{10} = z_9$$

$$Y_7 = Y_{11} = Y_{12} = Y_{13} = Y_{14} = Y_{15} = 0$$

Aceste funcții logice sînt realizate cu porțile $S_0 - S_{17}$. Blocul sumator este realizat cu patru circuite sumator de patru biți (Σ) Registrul blocului sumator este realizat cu ajutorul a patru circuite numărător decadic sincron reversibil (NDSR) care prezintă posibilitatea încărcării informației aduse la intrările a, b, c, d sub acțiunea semnalului aplicat intrării de comandă a încărcării I. Această încărcare se execută în fiecare semiperioadă pozitivă a impulsurilor de tact date de generatorul de tact GT. Este necesar ca $T/2 >$ timpul necesar Σ pentru propagarea transportului dintre ranguri. Programatorul de timp este realizat din: un NDSR, decodor BCD — zecimal (DBCDZ) și inversoarele $I_1 \div I_{10}$.

În semiperioada negativă a celui de al zecelea impuls de tact se comandă transferul numărului în cod BCD prin intermediul porților $P'_0 \div P'_{16}$.

Logica bitului de semn este realizată prin încărcarea inversat în primul interval de timp a valorii BSS în bistabilul B.

Timpul de conversie maxim este $T_c = 10 T$ iar pentru realizarea convertorului sînt necesare 35 capsule de circuite integrate, deci cu un plus de electronică s-a obținut o reducere importantă a timpului de conversie.

5. Concluzii

Principalii parametrii caracteristici a structurilor de convertoare de cod analizate în lucrare sînt prezentați comparativ în tabelul 3.

Tabelul 3

Parametru	Convertoare de cod		
	combinacionale	cu numărătoare	cu sumatoare
timp de conversie	— mic	— variabil : min $4T$ max $(2^n + 4) T$	— fix : nT
	— determinat de timpul de comutație al circuitelor folosite	— crește exponențial cu creșterea numărului de ranguri	— crește proporțional cu creșterea numărului de ranguri
număr de circuite necesare	foarte mare	X	$(1,5-2) X$

Prin urmare convertoarele de cod combinacionale pentru coduri lungi și cu diferențe structurale pronunțate nu constituie o soluție acceptabilă. Funcție de timpul de conversie necesar se poate alege varianta cu numărătoare sau cu sumatoare.

BIBLIOGRAFIE

1. R. M. M. Oberman. Numărătoare electronice. Editura tehnică, 1978, București.
2. I. Angheloiu. Teoria codurilor. Edit. militară, 1972, București.
3. P. Naslin. Circuits logiques et automatismes à sequences. Dunod, Paris, 1970.

CONTRIBUTIONS TO THE STRUCTURAL SYNTHESIS OF CODE CONVERTERS

ABSTRACT

The conversion from one code to another present difficult problems especially for codes with great differences in structure and long words if it is desirable to obtain small conversion time and simplicity of the equipment.

In this work two converter structures (with counters and adders) with high performance from the point of view of the conversion time and complexity are presented. Two concrete schemes of conversion from offset binary code to BCD (8421) are also given.

DISPOZITIV ELECTRONIC PENTRU COMANDA UNUI INVERTOR TRIFAZAT CU TIRISTOARE, CU TENSIUNE DE IEȘIRE SINTETICĂ

DE

VIOREL POPESCU, DAN ANDREICIUC

1. Introducere

În lucrare se prezintă un dispozitiv electronic pentru comanda unui invertor cu tiristoare, care poate furniza la ieșire un sistem de tensiuni trifazate cu frecvența reglabilă. Invertorul cu tiristoare, împreună cu dispozitivul electronic de comandă constituie o sursă de tensiune alternativă de frecvență variabilă pentru alimentarea unui motor electric de inducție.

2. Structura invertorului

În figura 1 se prezintă structura invertorului pentru care a fost conceput dispozitivul electronic de comandă. Invertorul cu tensiune de ieșire sintetică, trifazată, este în principal o punte cu tiristoare, la care comanda tiristoarelor se face după un program impus și care transferă energia sursei de tensiune continuă $2E$ către o sarcină simetrică.

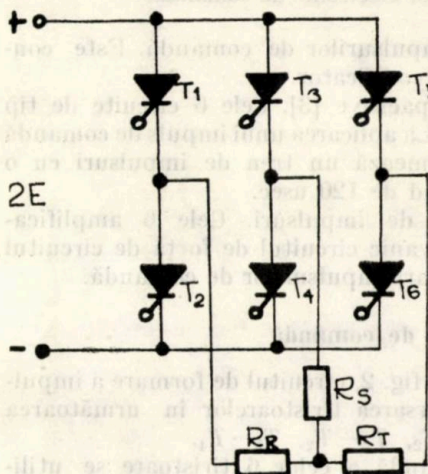


Fig. 1. Structura invertorului.

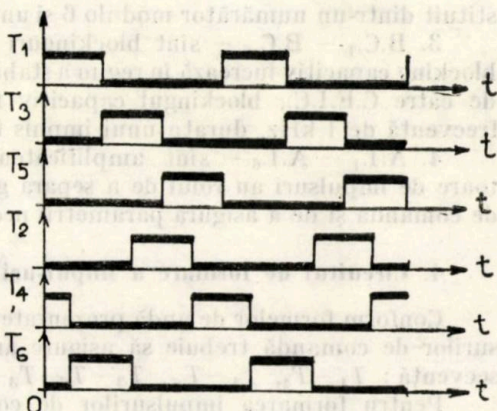


Fig. 2. Succesiunea impulsurilor pentru comanda tiristoarelor.

Prin programul de comandă a celor 6 tiristoare, sarcina este parcursă de curenți alternativi, defazați cu 120° . La un moment dat al funcționării se află în conducție cite un tiristor din partea de sus și unul din partea de jos a punții.

În figura 2 se prezintă succesiunea impulsurilor de comandă pentru cele 6 tiristoare.

După un interval de timp $t=T/3$, fiecare tiristor trebuie stins. Menținerea în conducție a unui tiristor (de exemplu T_1) peste intervalul de timp prescris constituie o avarie a punții, deoarece prin aprinderea tiristorului care apare în serie cu T_1 , se scurtecircuitează sursa, iar prin T_1 și T_2 va circula un curent mult mai mare decât curentul admis de tiristoare.

Blocarea unui tiristor se realizează prin polarizarea lui inversă, pentru un timp mai mare decât timpul de revenire t_q dat în catalog. Prin plasarea în extremitățile sarcinii a unor condensatoare care se încarcă cu tensiunile existente între faze, se asigură tensiunea necesară pentru polarizarea inversă a tiristoarelor ce urmează a fi blocate [1].

3. Structura dispozitivului electronic de comandă

Schema bloc a dispozitivului electronic pentru comanda tiristoarelor este dată în figura 3. Ea conține următoarele subansamble :

1. C.T.F. — convertorul tensiune frecvență. Este un circuit astabil cu frecvența comandată prin tensiune [2]. Asigură o bună stabilitate a frecvenței tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare, precum și o dependență liniară a frecvenței cu tensiunea de comandă U_c .

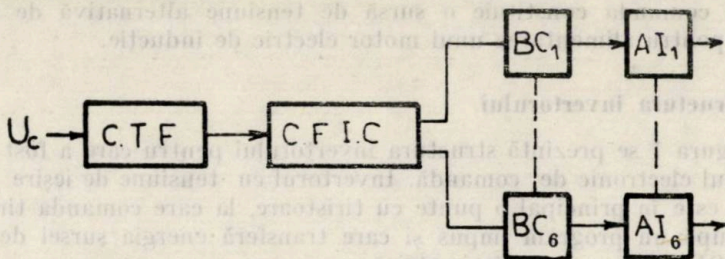


Fig. 3. Schema bloc a dispozitivului electronic de comandă.

2. C.F.I.C. — circuitul de formare a impulsurilor de comandă. Este constituit dintr-un numărator modulo 6 și un decodificator.

3. B.C.₁ — B.C.₆ — sînt blockinguri capacitive [3]. Cele 6 circuite de tip blocking capacitiv lucrează în regim a stabil. La aplicarea unui impuls de comandă de către C.F.I.C., blockingul capacitiv formează un tren de impulsuri cu o frecvență de 1 kHz, durata unui impuls fiind de 120 usec.

4. A.I.₁ — A.I.₆ — sînt amplificatoare de impulsuri. Cele 6 amplificatoare de impulsuri au rolul de a separa galvanic circuitul de forță de circuitul de comandă și de a asigura parametrii necesari impulsurilor de comandă.

4. Circuitul de formare a impulsurilor de comandă

Conform formelor de undă prezentate în fig. 2, circuitul de formare a impulsurilor de comandă trebuie să asigure amorsarea tiristoarelor în următoarea secvență : $T_1 - T_4$, $T_1 - T_6$, $T_3 - T_6$, $T_3 - T_2$, $T_5 - T_2$, $T_5 - T_4$.

Pentru formarea impulsurilor de comandă a celor 6 tiristoare se utilizează un numărator modulo 6 obținut cu ajutorul circuitului integrat CDB 490 (fig. 4.a).

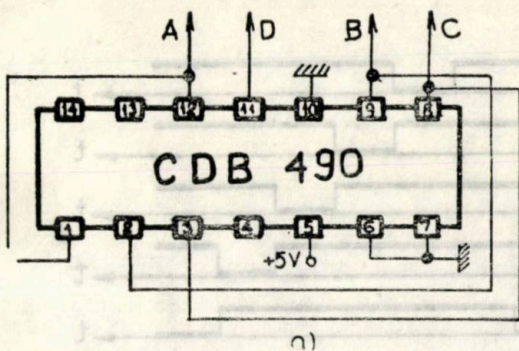


Fig. 4 a. Realizarea conexiunilor pentru numărătorul modulo 6.

D	C	B	A	Tact.
0	0	0	0	1
0	0	0	1	2
0	0	1	0	3
0	0	1	1	4
0	1	0	0	5
0	1	0	1	6

Fig. 4 b. Tabelul de adevăr.

Secvența nivelelor logice obținute la ieșirile A, B, C, D corespunde tabelului de adevăr din fig. 4.b.

Semnalele furnizate de numărătorul modulo 6 comandă circuitul decodificator CDB 442. (fig. 5).

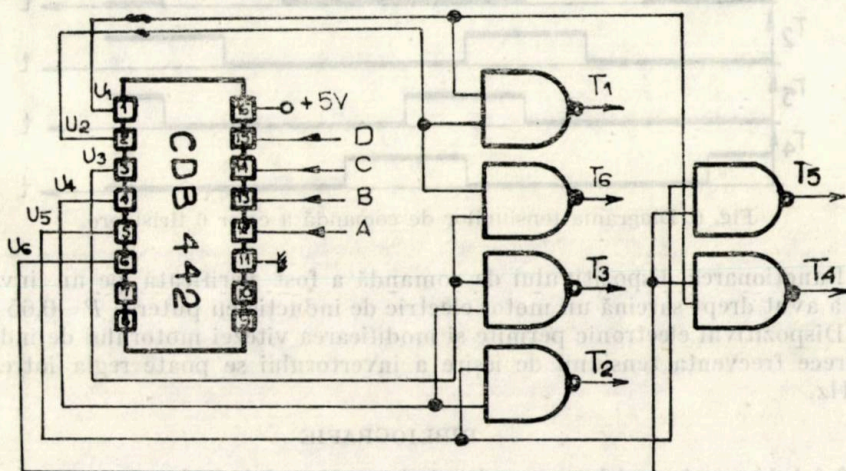


Fig. 5. Circuitul decodificator.

Tensiunile $U_1 - U_6$ furnizate de circuitul decodificator nu pot fi folosite direct pentru comanda blockingurilor capacitive întrucât nu asigură posibilitatea comenzii simultane a unui tiristor din partea de sus și a unui tiristor din partea de jos a punții. Pentru a se îndeplini această condiție se mai introduce 6 circuite NU-SI (fig. 5).

$T_1 - T_6$ din fig. 6 reprezintă tensiunile ce se aplică pe grila celor 6 tiristoare în secvența cerută de funcționarea normală a invertorului.

5. Concluzii

Dispozitivul electronic realizat furnizează impulsurile de comandă pentru un invertor cu tiristoare cu tensiune de ieșire sintetică. Circuitul propus pentru formarea impulsurilor de comandă este simplu și folosește numai circuite integrate.

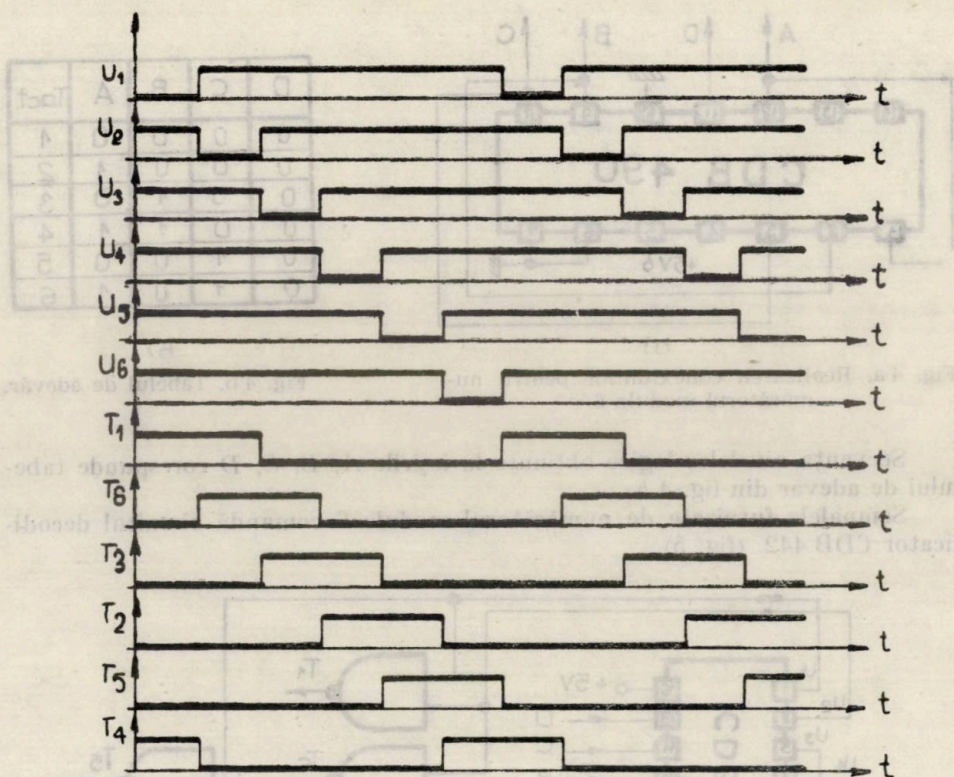


Fig. 6. Diagrama tensiunilor de comandă a celor 6 tiristoare.

Funcționarea dispozitivului de comandă a fost verificată pe un inverter care a avut drept sarcină un motor electric de inducție cu puterea $P=0,65$ KW.

Dispozitivul electronic permite și modificarea vitezei motorului de inducție deoarece frecvența tensiunii de ieșire a inverterului se poate regla între 0 și 150 Hz.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * Echipamente modulare cu semiconductoare. Manual de proiectare, verificare, utilizare. I.P.A., vol. I., 1975.
2. T. Mureșan, M. Ciugudean, V. Popescu, V. Harea. Generator electronic de tensiune sinusoidală trifazată cu frecvența comandată prin tensiune. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia” din Timișoara — Seria Electrotehnică, Tom. 21, Fascicula 1—1976, p. 51—52.
3. T. Mureșan. Generator autoblocat capacitiv. Brevet de invenție nr. 55009 din 23 aprilie 1975.

FIRING CIRCUIT FOR THREE - PHASE THYRISTOR - BRIDGE INVERTER

ABSTRACT

The paper present an electronic circuit for firing of the—phase thyristor — bridge inverter. The basic circuit used for providing the control signals is realizable in IC's form, wich minimizes the cost and complexity of the system.

CIRCUITE TIPIZATE PENTRU COMANDA VARIATOARELOR DE TURAȚIE CU TIRISTOARE

DE

TIBERIU MUREȘAN, VIOREL POPESCU

1. Introducere

În lucrare se prezintă un dispozitiv electronic pentru modificarea turației unui motor de curent continuu utilizând un redresor comandat, cu tiristoare.

La proiectarea dispozitivului electronic de comandă s-a urmărit utilizarea unor subansamble tipizate, care să poată fi folosite, fără modificări esențiale atât pentru comanda redresoarelor monofazate, cât și a redresoarelor trifazate.

Un astfel de dispozitiv electronic de comandă permite reglarea turației de la zero la turație maximă, precum și obținerea de turații constante la modificări ale cuplului static rezistent, prin folosirea a două bucle de reglare (o buclă de turație și o buclă de curent).

2. Structura dispozitivului de comandă

Dispozitivul electronic de comandă este prezentat în fig. 1, unde notațiile au următoarele semnificații:

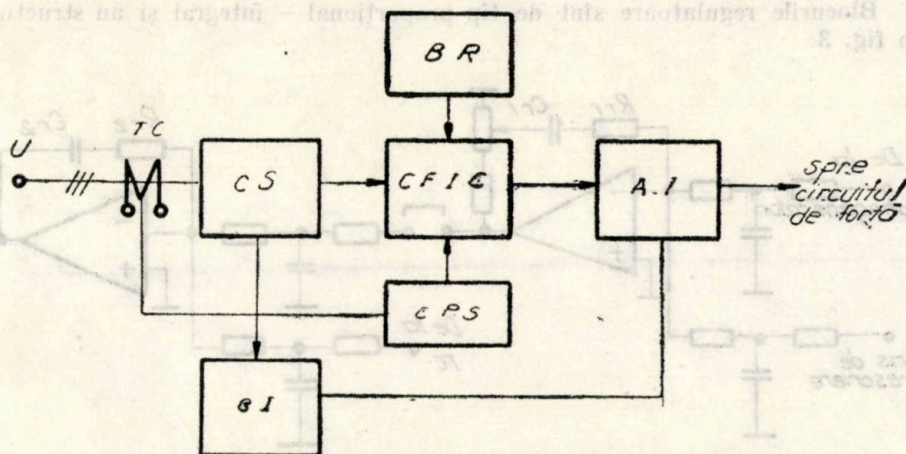


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului de comandă.

C.S. — circuit de sincronizare ;
 C.I. — circuit de inhibare ;
 C.F.I.C. — circuit de formare a impulsurilor de comandă ;
 A.I. — amplificator de impulsuri ;
 B.R. — blocul regulator ;
 T.C. — traductor de curent ;
 C.P.S. — circuit de protecție la supracurent.

Circuitul de sincronizare. Este realizat pe o cartelă de circuit imprimat care conține trei circuite identice cu cel prezentat în fig. 2, câte unul pe fiecare fază. În cazul utilizării dispozitivului de comandă pentru un redresor monofazat, se utilizează doar structura din fig. 2. Tensiunile U_{CR} , $\bar{U}_{CR}$, U_{CS} , $\bar{U}_{CS}$, U_{CT} , $\bar{U}_{CT}$, corespunzătoare celor trei faze acționează asupra circuitului de inhibare, asigurând secvența corespunzătoare pentru amorsarea tiristoarelor.

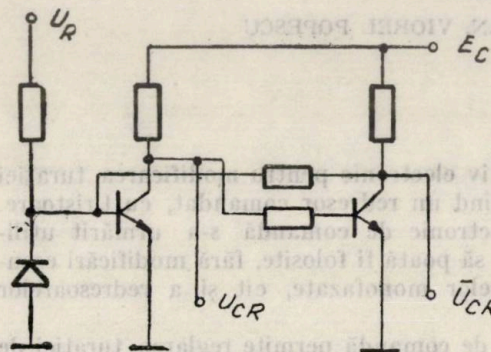


Fig. 2. Circuitul de sincronizare.

Circuitul de formare a impulsurilor de comandă. Este prezentat în detaliu în [1]. El este comandat de tensiunile U_{CR} , U_{CS} , U_{CT} și formează un tren de impulsuri a cărui întârziere este determinată de tensiunea de ieșire a blocului regulator.

Blocul regulator. Este constituit din două regulatoare, unul de turație (R.N.) și unul de curent (R.I.). Prezența acestor două regulatoare poate asigura funcționarea variatorului în următoarele situații :

- funcționarea în buclă deschisă. Tensiunea de prescriere comandă direct C.F.I.C. ;
- funcționarea în buclă închisă cu reglarea turației ;
- funcționarea în buclă închisă cu reglarea turației și a curentului de sarcină.

În toate cele trei cazuri poate interveni și circuitul de protecție la supracurent, C.P.S. [1], care blochează formatorul de impulsuri la depășirea curentului prescris.

Blocurile regulatoare sînt de tip proporțional — integral și au structura din fig. 3.

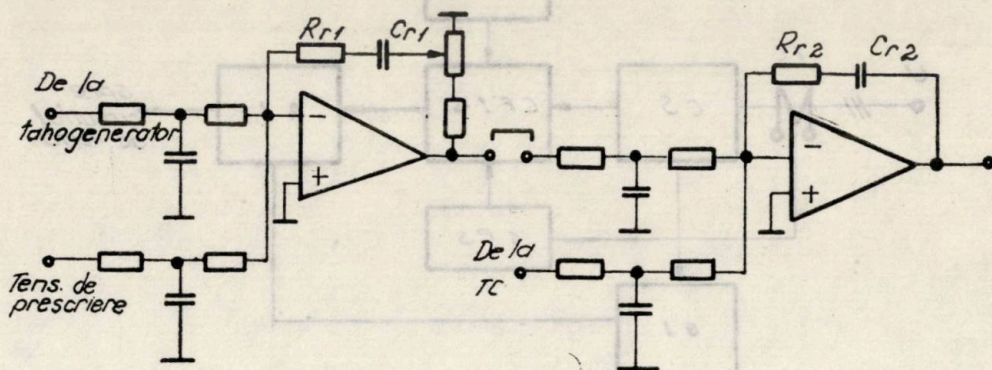


Fig. 3. Structura regulatorului de turație și curent

Elementele circuitelor de reacție ale reguletoarelor precum și ale filtrelor de la intrarea amplificatoarelor se determină în funcție de parametrii și datele de catalog ale mașinii electrice de acționat [3]. Blocul regulator asigură o calitate superioară a procesului de reglare pentru motoare electrice a căror putere este cuprinsă între 0 și 5 KW. În acest scop, la realizarea constructivă a blocului regulator s-au prevăzut posibilități de schimbare a elementelor pasive care să realizeze calitatea cerută de procesul de reglare.

Amplificatorul de impulsuri. Este prezentat și proiectat în [2.] Se montează atâtea amplificatoare cte tiristoare conține circuitul de forță. Parametrii impulsurilor obținute sint:

- durata impulsurilor de comandă $t_i = 150 - 180 \mu\text{sec}$;
- tensiunea în gol la ieșirea transformatorului de impuls $U_i = 8 \text{ V}$;
- curent de sarcină maxim al transformatorului de impuls de 300 mA.

Traductorul de curent (T.C.). Permite obținerea unor tensiuni proporționale cu curentul absorbit de variator de la rețea. Este realizat pe un miez de fier cu secțiunea $S = 4,2 \text{ cm}$ (tola E 10). În [2] este redat modul de variație al tensiunii de ieșire, în funcție de curentul de sarcină absorbit, precum și toate detaliile pentru realizarea constructivă.

Circuitul de inhibare. Asigură aplicarea impulsurilor pe grila tiristoarelor numai în momentele în care tensiunea anod — catod a unui tiristor este cea mai mare în comparație cu tensiunea celorlalte faze. Circuitul de inhibare pentru cele trei faze este redat în fig. 4.

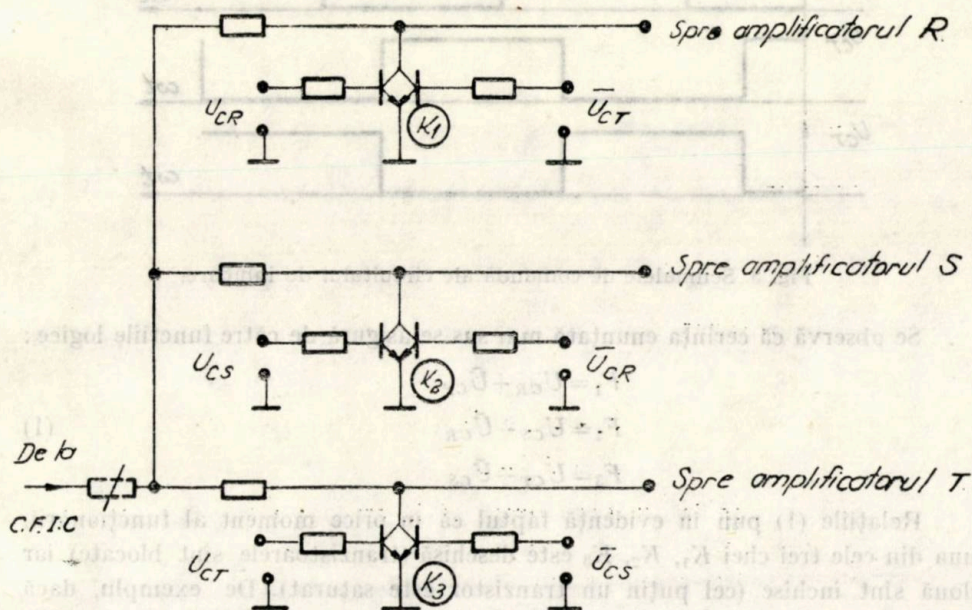


Fig. 4. Circuitul de inhibare.

În cazul în care circuitul de forță conține un redresor monofazat, atunci din circuitul de inhibare se folosește doar un canal.

Formele de undă din care se deduce structura circuitului de inhibare sint redată în fig. 5.

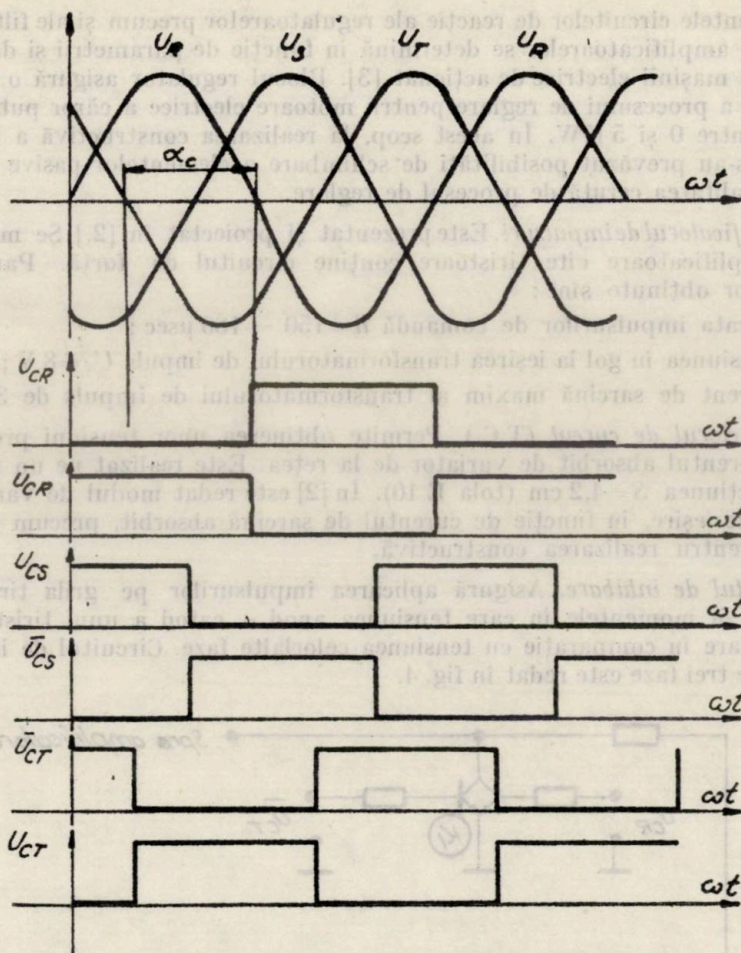


Fig. 5. Semnalele de comandă ale circuitului de inhibare.

Se observă că cerința enunțată mai sus se asigură de către funcțiile logice :

$$\begin{aligned} F_1 &= U_{CR} + \bar{U}_{CT} \\ F_2 &= U_{CS} + \bar{U}_{CR} \\ F_3 &= U_{CT} + \bar{U}_{CS} \end{aligned} \quad (1)$$

Relațiile (1) pun în evidență faptul că în orice moment al funcționării, una din cele trei chei K_1 , K_2 , K_3 este deschisă (tranzistoarele sînt blocate) iar două sînt închise (cel puțin un tranzistor este saturat). De exemplu, dacă $\bar{U}_{CT} = U_{CR} = 0$, iar $\bar{U}_{CR} = U_{CS} = U_{CT} = 1$, cheia K_2 și K_3 sînt închise, iar cheia K_1 este deschisă. (S-a considerat nivelul logic 0 egal cu 0 V, iar nivelul logic 1 egal cu +5 V). Impulsurile create de C.F.I.C. sînt trecute prin amplificatorul de impulsuri care comandă tiristorul de pe faza R.

În fig. 6, se prezintă schema de principiu simplificată a dispozitivului electronic de comandă, în care se recunosc elementele din schema bloc dată în

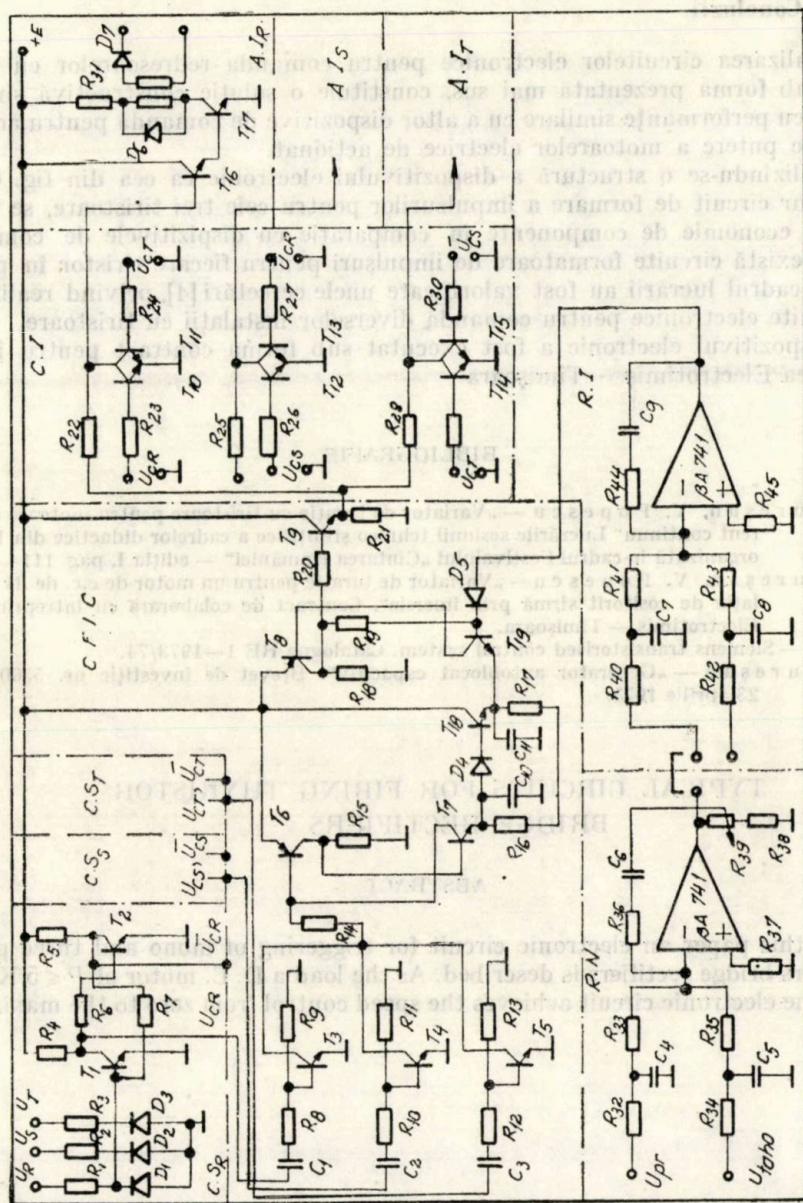


Fig. 6. Schema de principiu a circuitului de comandă al variatorului de turație.

fig. 1. Nu s-au mai reprezentat elementele care au structura identică, cum sînt :
 — circuitele de sincronizare pentru fazele S, T. ($C.S_S$ și $C.S_T$);
 — amplificatoarele de impulsuri pentru comanda tiristoarelor de pe faza S și T. ($A.I_S$ și $A.I_T$).

3. Concluzii

Realizarea circuitelor electronice pentru comanda redresoarelor cu tiristoare sub forma prezentată mai sus, constituie o soluție constructivă simplă, fiabilă, cu performanțe similare cu a altor dispozitive de comandă pentru aceeași gamă de putere a motoarelor electrice de acționat.

Utilizîndu-se o structură a dispozitivului electronic ca cea din fig. 6, cu un singur circuit de formare a impulsurilor pentru cele trei tiristoare, se realizează o economie de componente în comparație cu dispozitivele de comandă la care există circuite formatoare de impulsuri pentru fiecare tiristor în parte.

În cadrul lucrării au fost valorificate unele cercetări [4], privind realizarea de circuite electronice pentru comanda diverselor instalații cu tiristoare.

Dispozitivul electronic a fost executat sub forma contract pentru întreprinderea Electrotimiș — Timișoara.

BIBLIOGRAFIE

1. T. Mureșan, V. Popescu — „Variator de turație cu tiristoare pentru motoare de curent continuu” Lucrările sesiunii tehnico științifice a cadrelor didactice din I.P.T., organizată în cadrul Festivalului „Cîntarea României” — ediția I, pag. 111—117.
2. T. Mureșan, V. Popescu — „Variator de turație pentru un motor de c.c. de la instalația de cositorit sîrmă prin imersie”. Contract de colaborare cu întreprinderea Electrotimiș — Timișoara.
3. * * * — Siemens transistorised control system. Catalogue RE 1—1973/74.
4. T. Mureșan — „Generator autoblocat capacitiv”. Brevet de invenție nr. 55009 din 23 aprilie 1975.

TYPICAL CIRCUITS FOR FIRING THYRISTOR BRIDGE RECTIFIERS

ABSTRACT

In this paper an electronic circuit for triggering of mono and three phase thyristors bridge rectifiers is described. As the load a D. C. motor of $P \leq 5$ KW is used. The electronic circuit achieves the speed control from zero to the maximum value.

CALCULUL UNOR FILTRE ACTIVE DE ORDIN SUPERIOR
CU FUNCȚIE DE TRANSFER DE TIP BESSEL

DE

GHEORGHE GHERMAN, IONEL CÎRMU

1. Introducere

Filtrele active cu funcție de transfer de tip Bessel prezintă caracteristici de defazare cu atât mai apropiate de o caracteristică ideală, liniară, cu cât ordinul filtrului este mai mare [1], [2]. În lucrarea de față se prezintă calculul, schemele și caracteristicile unor filtre active trece jos cu funcție de transfer de tip Bessel de ordinul 2—7, celulele elementare de ordin 1 sau 2 fiind conectate în cascade pentru realizarea ordinului dorit.

2. Calculul celulelor elementare

Funcția de transfer de tip Bessel a unui filtru trece jos de ordinul n este:

$$H_n(S) = \frac{K_n}{B_n(S)}, \quad (1)$$

unde K_n este o constantă, S frecvența complexă normată iar $B_n(S)$ polinomul Bessel de gradul n cu expresia [1]

$$B_n(S) = b_n S^n + b_{n-1} S^{n-1} + \dots + b_0. \quad (2)$$

Dacă n este impar atunci $B_n(S)$ se poate factoriza sub forma

$$B_n(S) = b_n (S + \gamma) (S^2 + \alpha_1 S + \beta_1) \dots (S^2 + \alpha_{\frac{n-1}{2}} S + \beta_{\frac{n-1}{2}}), \quad (3)$$

iar dacă n este par,

$$B_n(S) = b_n (S^2 + \alpha_1 S + \beta_1) \dots (S^2 + \alpha_{\frac{n}{2}} S + \beta_{\frac{n}{2}}). \quad (4)$$

Funcția de transfer a unei celule de ordinul 1 este:

$$H_1(S) = \frac{K_1}{S + \gamma}. \quad (5)$$

Frecvența complexă normată fiind

$$S = \frac{s}{\omega_0}, \quad (6)$$

unde s este frecvența complexă iar ω_0 pulsația de tăiere, rezultă :

$$H_1(s) = \frac{K_1 \omega_0}{s + \gamma \omega_0} \quad (7)$$

Celula RC trece jos din fig. 1 prezintă funcția de transfer

$$H_1(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{R_1 C_2}} \quad (8)$$

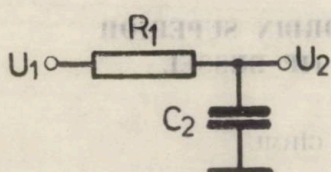


Fig. 1.

Notînd $R_1 = R_0$ și introducînd capacitatea de normare C_0 prin relația

$$R_0 C_0 = \frac{1}{\omega_0}, \quad (9)$$

se ajunge la

$$H_1(s) = \frac{\omega_0}{s + \frac{\omega_0}{C_{20}}}, \quad (10)$$

cu

$$C_{20} = \frac{C_2}{C_0}, \quad (11)$$

și deci

$$K_1 = \gamma, \quad C_{20} = \frac{1}{\gamma}. \quad (12)$$

Atenuarea introdusă de celula de ordinul 1 față de nivelul de la frecvența nulă este :

$$a_1 = 20 \log \frac{\sqrt{\gamma^2 + F^2}}{\gamma}, \quad (13)$$

iar defazarea

$$b_1 = -\arctg \frac{F}{\gamma}, \quad (14)$$

F fiind frecvența normată prin raportare la frecvența de tăiere f_0

$$F = \frac{f}{f_0}. \quad (15)$$

Calculul unei celule de ordinul 2 este se reduce la calculul unui filtru trece jos cu funcția de transfer

$$H_{2i}(s) = \frac{K_{2i}}{s^2 + \alpha_i s + \beta_i}. \quad (16)$$

Cu relația (6) se obține :

$$H_{2i}(s) = \frac{K_{2i} \omega_0^2}{s^2 + \alpha_i \omega_0 s + \beta_i \omega_0^2}.$$

Configurația aleasă pentru celula de ordinul 2 este cea cu reacții multiple din fig. 2 care, față de alte configurații posibile, prezintă avantajul utilizării

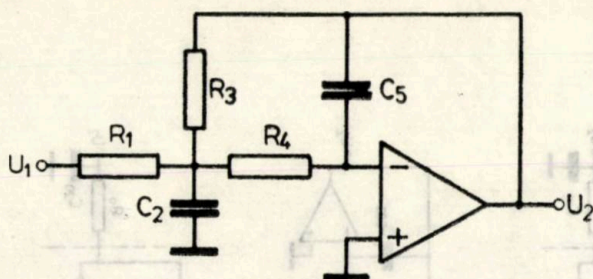


Fig. 2.

unui număr redus de componente pasive. În ipoteza că amplificatorul operațional este ideal, funcția de transfer corespunzătoare este [3]:

$$H_2(s) = - \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) s + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (18)$$

Alegind $R_1 = R_3 = R_4 = R_0$, rezultă:

$$H_2(s) = - \frac{\frac{\omega_0^2}{C_{20} C_{50}}}{s^2 + \frac{3\omega_0}{C_{20}} s + \frac{\omega_0^2}{C_{20} C_{50}}}, \quad (19)$$

cu

$$C_{20} = \frac{C_2}{C_0}, \quad C_{50} = \frac{C_5}{C_0}. \quad (20)$$

Prin compararea relațiilor (17) și (19) rezultă:

$$K_{2i} = -\beta_i, \quad C_{20i} = \frac{3}{\alpha_i}, \quad C_{50i} = \frac{\alpha_i}{3\beta_i}. \quad (21)$$

Atenuarea introdusă de o celulă de ordinul 2 față de nivelul de la frecvență nulă este:

$$a_{2i} = 20 \log \frac{\sqrt{(\beta_i - F^2)^2 + (\alpha_i F)^2}}{\beta_i}, \quad (22)$$

iar defazarea

$$b_{2i} = - \arctg \frac{\alpha_i F}{\beta_i - F^2}. \quad (23)$$

Relațiile de calcul a atenuării a față de nivelul de la frecvență nulă și a defazării b introduse de un filtru activ trece jos de ordinul n cu funcție de transfer de tip Bessel sînt:

$$a = a_1 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} a_{2i}, \quad (24)$$

$$b = b_1 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} b_{2i},$$

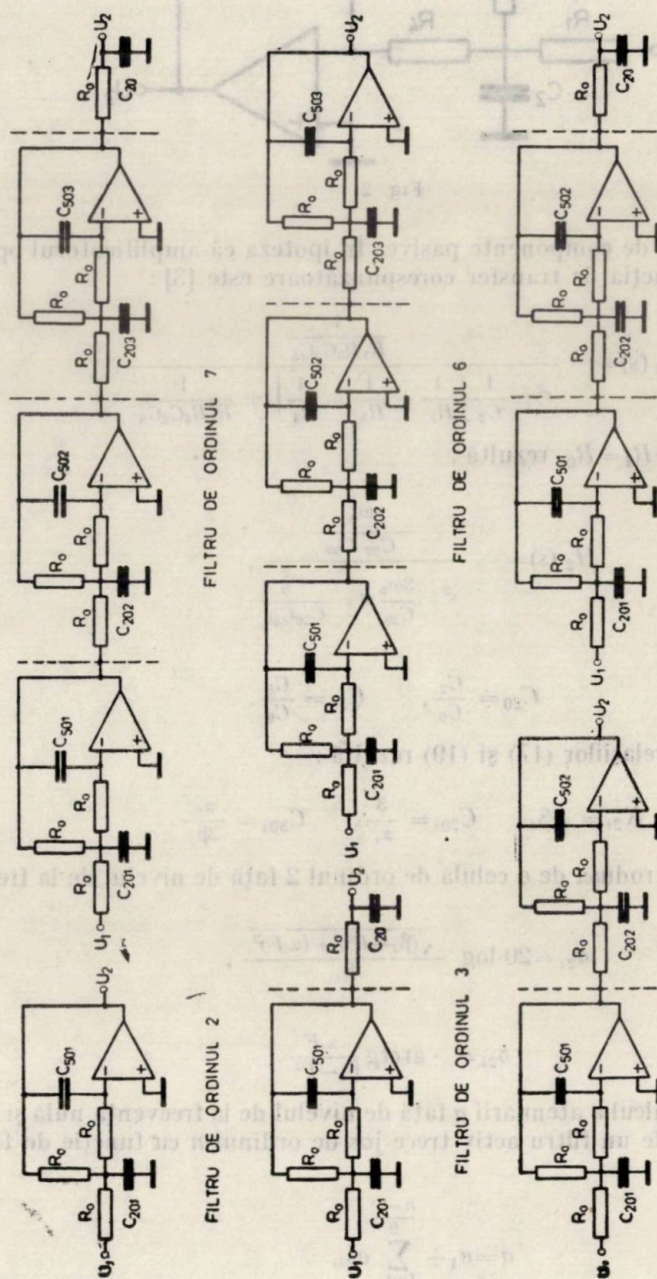


Fig. 3.

dacă n este impar, respectiv

$$a = \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} a_{2i}, \quad (25)$$

$$b = \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} b_{2i},$$

dacă n este par.

3. Scheme și caracteristici

Schemele filtrelor active trece jos de ordinul 2–7 cu funcție de transfer de tip Bessel analizate sînt prezentate în fig. 3. În tabelul 1 sînt redată valorile normate ale capacităților din scheme. După alegerea rezistenței R_0 , care poate ține cont de caracteristicile de intrare ale amplificatoarelor operaționale, se calculează capacitatea de normare C_0 din relația (9), în care intervine pulsația de tăiere ω_0 impusă filtrului concret. Valorile normate din tabelul 1 se înmulțesc cu valoarea capacității C_0 , rezultînd valorile capacităților ce trebuiesc incluse în schemele filtrelor.

Tabelul 1

Ordinul	C_{20}	C_{201}	C_{201}	C_{202}	C_{202}	C_{203}	C_{203}
2		1,000	0,333				
3	0,431	0,816	0,190				
4		0,518	0,211	0,713	0,122		
5	0,274	0,447	0,157	0,645	0,085		
6		0,353	0,151	0,399	0,120	0,596	0,063
7	0,201	0,315	0,123	0,368	0,094	0,559	0,049

În tabelul 2 sînt redată valorile atenuărilor și defazărilor introduse de filtre, calculate cu relațiile (13, 14, 22, 23, 24, 25) pentru 3 valori ale frecvenței normate. Se observă îmbunătățirea liniarității caracteristicii de defazare la creșterea ordi-

Tabelul 2

Ordinul	Atenuare [dB] la			Defazare [rad] la		
	F=1	F=2	F=3	F=1	F=2	F=3
2	1,60	6,14	11,14	−0,9827	−1,7359	−2,1588
3	0,90	4,00	9,32	−0,9994	−1,9591	−2,7091
4	0,63	2,67	6,57	−0,9999	−1,9968	−2,9389
5	0,49	2,00	4,78	−1,0000	−1,9998	−2,9927
6	0,41	1,63	3,79	−1,0000	−2,0000	−2,9996
7	0,34	1,36	1,76	−1,0000	−2,0000	−2,9999

nului, însoțită însă de scăderea pantei caracteristicii de atenuare. În fig. 4 au fost trasate caracteristicile de defazare ale filtrelor de ordine extreme, 2 și 7.

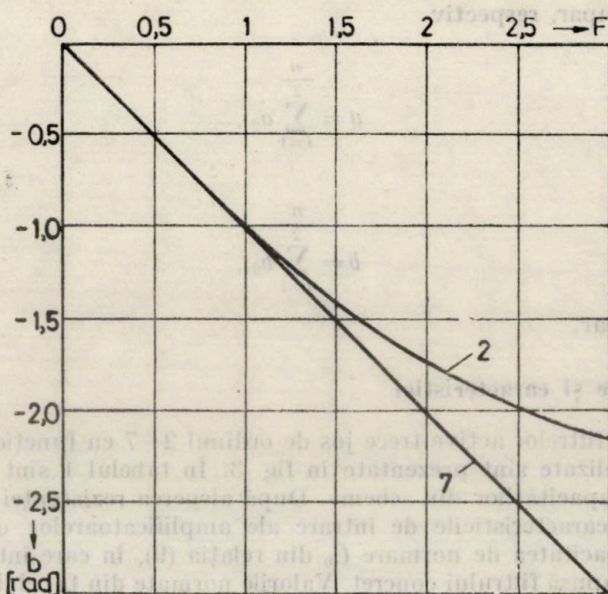


Fig. 4.

4. Concluzii

Pe baza relațiilor, schemelor și tabelului 1 cu valorile normate pentru capacități din lucrare se pot proiecta filtre active trece jos de ordinul 2–7 cu funcție de transfer de tip Bessel. Decizia privind ordinul filtrului poate fi luată după compararea caracteristicilor impuse filtrului concret cu caracteristicile realizabile calculate și redată în tabelul 2.

BIBLIOGRAFIE

1. Damaye, R.: *L'amplificateur opérationnel*. Editions Radio, Paris, 1974, p. 197–201.
2. Gazin, J. P.: *Manuel d'applications C.I.L., tome 3. Filtres actifs à amplificateurs opérationnels*. Thomson — CSF, 1974.
3. Bulucea, C., ș.a.: *Circuite integrate liniare*. Editura tehnică, București, 1976, p. 233–237.

BERECHNUNG EINIGER AKTIVFILTER HÖHERER ORDNUNG MIT BESSELÜBERTRAGUNGSFUNKTION

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit werden die Berechnung, die Schaltschemen und die Charakteristiken einer aktiver Tiefpassfilter zweiter bis siebenter Ordnung mit Besselübertragungsfunktion präsentiert. Die gewählte Konfiguration für die Elementarfilter zweiter Ordnung ist die eines Filters mit mehrfacher Rückwirkung, mit geringer Anzahl passiver Bauelemente.

STUDIU COMPARATIV ASUPRA LIMBAJELOR DE PROGRAMARE CONCURENTE PENTRU CALCULATOARE DE PROCES

DE

PETRIU DORINA, CREȚU VLADIMIR

1. Introducere

Evoluția actuală în domeniul tehnicii de calcul amplifică importanța sistemelor de programe, prin creșterea ponderii acestora în realizarea sistemelor informatice. Dacă însă costul echipamentelor hardware, datorită dezvoltării tehnologiilor, a scăzut în mod continuu (de aproximativ 100 de ori în ultimii 20 de ani), costul activității de programare în această perioadă a scăzut de numai 3 ori. Astfel, unele țări dezvoltate din punct de vedere economic, cheltuiesc peste 2% din produsul național brut pentru activitatea de programare [1].

Cifrele prezentate pun în evidență necesitatea „industrializării” activității de programare, a standardizării acestora în vederea creșterii productivității și eficienței ei.

Această stare de fapte, a făcut necesară apariția unor metode și limbaje de programare, care să facă față dezvoltării imperioase a echipamentelor de calcul. Astfel au apărut limbaje de programare superioare, care s-au impus în domenii rezolvate exclusiv prin limbaje de asamblare. Întii limbajele superioare au pătruns în scrierea compilatoarelor, apoi în realizarea unor părți tot mai însemnate ale sistemelor de operare universale sau specializate pentru comanda diverselor procese. De asemenea, trebuie menționată aici extinderea metodei programării structurate [1] și faptul că noile limbaje apărute conțin această metodă ca o calitate intrinsecă a lor.

Prezenta lucrare are un caracter de sinteză și își propune să scoată în evidență prin comparare, o clasă de limbaje de nivel superior recent apărute, numite limbaje concurente, destinate realizării sistemelor de operare și programelor de aplicații pentru calculatoarele de proces.

Primul reprezentant al acestei clase, limbajul CONCURRENT PASCAL a fost creat de Per Brinch Hansen începând din 1972 și a fost publicat în anul 1975 [2], [3], [4]. A fost implementat inițial pe calculatorul PDP 11/45.

În anul 1977, apare un nou limbaj numit MODULA dezvoltat de N. Wirth (creatorul limbajului PASCAL). MODULA a fost creat cu scopul de a reduce la minimum necesitatea de a scrie programe în cod asamblor la elaborarea sistemelor de operare și a programelor de aplicații în timp real [5], [6], [7]. A fost de asemenea implementat pe PDP 11.

Al treilea limbaj concurrent, publicat în 1978, se numește PORTAL și a fost creat în cadrul firmei elvețiene „Landis & Gyr“ în colaborare cu „Swiss Federal Institute of Technology“ Zürich. Limbajul PORTAL este orientat spre procese industriale și a fost implementat atât pe minicalculatoare (PDP 11/40 și NOVA-3) cât și pe microprocesoare (subset pentru INTEL 8080) [8], [9].

În prima parte a prezentei lucrări vor fi prezentate conceptele generale care stau la baza programării concurente și elementele de limbaj care le implementează. În partea a doua a lucrării vor fi prezentate în mod comparativ elementele esențiale ale limbajelor concurente sus amintite.

2. Principiul programării concurente

Dacă în programarea uzuală cunoscută și sub numele de programare secvențială, fiecare acțiune (statement) este inițiată doar cînd predecesorul sa s-a terminat, programarea concurentă (multiprogramarea) presupune execuția în paralel a unor elemente de program numite procese, care sînt de natură secvențială și care comunică între ele prin intermediul unor zone de date comune și a semnalelor de sincronizare [10].

Limbajele de nivel superior concurente, rezolvă problemele multiprogramării și gestiunii resurselor prin facilități ale limbajului de programare. În continuare vor fi prezentate facilitățile care implementează concurența în această clasă de limbaje și anume procesele, monitoarele și șirurile de așteptare [4], [5], [8].

2.1. Procese

Activitatea, la un moment dat, într-un sistem de calcul poate fi interpretată ca, constînd dintr-un anumit număr de procese asincrone. Un proces ca element de program este compus dintr-o structură de date proprie procesului și o parte de cod secvențial. Acest cod, care conferă de fapt unui proces caracterul secvențial materializează un algoritm care rezultă din îndeplinirea sarcinilor dorite de programator [2], [5], [8].

Caracteristica esențială a proceselor este faptul că ele pot să lucreze în paralel, fiind în general inițializate de un program principal. Nu se face nici o precizare cu privire la viteza relativă de execuție a proceselor; totuși se presupune că fiecare operație care compune un anumit proces durează un interval finit de timp [5], [10]. De obicei procesele au un caracter ciclic, execuția codului lor obiect reluîndu-se de mai multe ori. Terminarea execuției codului presupune „stingere“ procesului, respectiv încetarea existenței sale.

În toate limbajele care implementează concurența, noțiunea de proces apare ca un element al limbajului, și constă din [3], [4], [5]:

1. — declararea procesului ca definind un model de efectuare al calculelor (descriere formală);
2. — utilizarea efectivă a procesului, respectiv lansarea sa în execuție.

Această stare de fapte permite, ca la un moment dat să existe în lucru mai multe procese care sînt identice ca formă referindu-se la aceeași declarație, dar care au fost lansate în execuție cu parametri diferiți.

În general, procesele paralele ale unui sistem cooperează în timpul funcționării sistemului. În cursul acestei cooperări pot să apară conflicte fie datorită caracterului limitat al resurselor sistemului fie datorită necesității sincronizării proceselor în vederea realizării comunicării între ele. Procesele în cauză pot rezolva aceste situații conflictuale interacționînd prin intermediul a două modalități: excluderea mutuală și cooperarea [2].

Excluderea mutuală presupune că la un moment dat un proces cere acces exclusiv la o resursă a sistemului, resursă la care pot cere în același timp acces și alte procese. Conflictul se rezolvă prin acordarea accesului procesului prioritar și punerea în așteptare a celorlalte.

Cooperarea (mecanismul producător-consumator) presupune că un proces (consumator) utilizează date (elemente) produse de un alt proces (producător), de regulă prin intermediul unui buffer. Situații conflictuale pot apare fie în momentul golirii bufferului, fie în momentul umplerii sale și presupun trecerea în așteptare a procesului consumator, respectiv producător.

Limbajele de nivel superior care și-au propus să implementeze concurența abordează problema interacțiunii dintre procese rezolvând aspectele legate de excluderea mutuală și de cooperare prin utilizarea unor elemente caracteristice de limbaj superior și anume monitoare și șiruri de așteptare [2], [3], [4], (numite și semnale [5], [7], [8]).

2.2. Monitoare

În definirea monitoarelor [2] se pornește de la conceptul de regiune critică introdus de Dijkstra, concept care definește zona de program din care un proces solicită acces la o variabilă partajabilă (resursă), căreia prin definiție îi pot modifica valoarea mai multe procese. Este de la sine înțeles că regiunile critice care se referă la o aceeași variabilă partajată se exclud mutual la un moment dat. În vederea implementării acestei cerințe, Hansen și Hoare [2], [5], [6] au propus conceptul de monitor, care de fapt concentrează toate regiunile critice care se referă la o anume variabilă partajată. Astfel, un monitor definește o structură de date partajabilă, împreună cu toate operațiile pe care procesele le pot face asupra ei. Aceste operații se numesc procedurile monitorului și toate modificările variabilei partajate pot avea loc doar prin intermediul acestor proceduri.

Dacă procesele concurente solicită simultan acces la variabila partajată, aceste accese trebuie secvențializate prin executarea doar a unui acces la un moment dat. Această secvențializare este realizată de așa-zisa planificare pe termen scurt [2], care întârzie procesele pentru scurte perioade de timp funcție de nivelul lor de prioritate.

În interiorul monitoarelor, procesele pot fi întârziate și pentru perioade mai mari de timp (planificate pe termen mediu [2]) în vederea satisfacerii unor condiții exterioare monitorului. De exemplu un proces consumator, care solicită date dintr-un buffer gol, trebuie întârziat pînă cînd procesul producător va furniza noi date bufferului. Sincronizarea este asigurată în acest caz cu ajutorul unor funcții primitive de sincronizare numite „așteaptă” (delay [2], wait [5], [8]) și „continuă” (continue [2], send [5], [8]). Prima funcție are rolul de a trece procesul într-un șir de așteptare al monitorului, cea de-a doua eliberează din șirul de așteptare cel mai prioritar proces.

Un proces, odată intrat într-un monitor, are acces exclusiv asupra variabilei partajate, acces pe care îl exercită prin intermediul procedurilor monitorului. Dreptul de acces exclusiv e pierdut fie la terminarea execuției procedurii solicitate fie la întârzierea procesului într-un șir de așteptare intern monitorului. Pierderea acceseului de către un proces permite intrarea în monitor a unui alt proces.

Limbajele concurente asimilează, de regulă monitoarele cu niște module de program, care încapsulează variabila partajată alături de procedurile monitorului și care au un schimb de informații cu exteriorul strict controlat de către

programator [5], [8]. Caracteristica esențială a monitorului e aceea că la un moment dat în el pot exista mai multe procese în starea „în așteptare” și doar unul singur în starea „activ”.

2.3. Șiruri de așteptare

După cum a reieșit din paragraful anterior, sincronizarea proceselor presupune existența unor elemente specifice de sincronizare cum ar fi șirurile sau semnalele, elemente care intervin nemijlocit sau prin intermediul monitoarelor în influențarea vitezei relative de lucru a proceselor paralele.

De regulă, șirului îi corespunde un element de sintaxă al limbajului gen variabilă [5], [8], asupra căruia pot acționa funcțiile primitive de sincronizare „așteaptă”, „continuă”, iar în unele limbaje funcția de test „întârziat” (awaited) [5]. În continuare vom nota acest element cu „c”.

Funcția „așteaptă (c)” întirzie procesul în cauză pînă la primirea semnalului „continuă (c)”. Procesul e întirziat în șirul de așteptare al lui „c” conform unei priorități care la unele limbaje poate fi prescrisă de către programator [5].

„Funcția continuă (c)”, semnalează procesului celui mai prioritar care așteaptă într-un șir realizarea condiției (c), că așteptarea a luat sfîrșit și că el va deveni în continuare activ.

Unele limbaje [5], prevăd și posibilitatea testării unui șir de așteptare. Testul „întârziat (c)” stabilește dacă în șirul de așteptare al condiției (c) așteaptă sau nu cineva.

În limbajele de programare concurentă, atît șirurile cît și funcțiile primitive de sincronizare apar sub forme și denumiri diferite, ele însă materializează același concept. Șirurile pot fi utilizate ca mecanisme de sincronizare în interiorul monitoarelor, ele reprezentînd o modalitate de realizare a planificării pe termen mediu, sau ca elemente de sincronizare independente.

3. Comparație între limbajele de programare concurente

Cele trei limbaje analizate au caracteristici comune care rezultă pe de o parte din faptul că toate implementează principiul programării concurente și pe de altă parte din aceea că toate au facilități derivate din limbajul secvențial PASCAL. În continuare, se vor analiza atît asemănările cît și deosebirile dintre limbajele Concurrent Pascal, Modula și Portal.

3.1. Implementarea principiului programării concurente

a) *Procese*. În toate limbajele analizate, procesele sînt create în faza de inițializare, neexistînd posibilitatea de creare/distrugere dinamică a acestora. Procesele sînt elementele „active” ale programului, ele fiind lansate în execuție în paralel. Stările unui proces sînt: în execuție („running”), pregătit pentru execuție („ready”) și în așteptare într-un șir („waiting”). Din această ultimă stare, un proces poate fi scos numai de către alt proces care execută o funcție primitivă de sincronizare de tipul „continuă (c)”.

În ceea ce privește clasificarea proceselor, respectiv prioritățile acestora la trecerea dintr-o stare în alta, apar deosebiri între limbaje. În Concurrent Pascal, procesele sînt de un singur tip (cu excepția așa-numitului „proces inițial”, care are rolul exclusiv de a inițializa toate elementele programului și a lansa în execuție procesele obișnuite) [2]. În ceea ce privește prioritățile, acestea nu sînt caracteristice unui anumit proces, ci situației în care procesul a fost întrerupt din execuție sa în unitatea centrală. Astfel, prioritate maximă se acordă proce-

selor care execută o subrutină a unui monitor, prioritate medie celor ce așteaptă terminarea unei operații I/E și prioritate minimă celor ce au depășit în UC o cuantă de timp prestabilită și sînt întrerupte pentru a ceda procesorul altor procese (realizarea „time-slicing”-ului).

În Modula [5] există două categorii de procese : normale și „device” procese (sau drive). Primele sînt similare proceselor din Concurrent Pascal, în timp ce ultimele au rolul de a activa și controla dispozitivele periferice (cite un proces pentru un dispozitiv). În cadrul „device” proceselor și numai aici poate să apară instrucția „doio” care declanșează o operație periferică. În ceea ce privește prioritățile proceselor de tip „device” li se asociază prin program un nivel de prioritate care este asociat prin hardware perifericului respectiv. Procesele normale au prioritate egală între ele.

În Portal [9] există de asemenea procese normale și „drive”, ultimele lucrînd direct cu dispozitivele periferice.

b) *Monitoare*. În Concurrent Pascal și Portal aceste elemente de program se numesc „monitoare”, iar în Modula „module de interfață” („interface module”). Caracteristica lor comună o constituie faptul că asigură exclusiunea mutuală a apelurilor simultane venite de la diverse procese. În Modula există două categorii : a) module de interfață obișnuite, care asigură cooperarea proceselor normale și b) „device module” care realizează interfața între procesele normale și „device” procese. Spre deosebire de noțiunea de monitor din Concurrent Pascal care permite accesul la datele sale numai prin intermediul procedurilor proprii, în Modula și Portal este posibil să se utilizeze direct variabile din cadrul monitorului și în alte părți din program, după cum se va descrie mai pe larg în paragraful 3.3.

c) *Șiruri*. În Concurrent Pascal variabilele de tip șir „queue”, pot fi declarate numai în cadrul monitoarelor, iar funcțiile de sincronizare „continue (q)” și „delay (q)” pot să apară numai în proceduri definite în cadrul aceluiași monitor.

În Modula, variabilele de tip „semnal” („signal”) — analoage șirurilor — pot fi declarate atît în cadrul modulelor de interfață, cît și în afara lor. Funcțiile de sincronizare sînt : „wait (s, r)” — așteaptă semnalul s cu rangul de întîrziere r ; „send (s)” — trimite semnalul s și „awaited (s)” — verifică dacă așteaptă cineva semnalul s. Procesele au dreptul să utilizeze în mod direct funcțiile de sincronizare (nu numai prin intermediul procedurilor monitor). Există restricția că funcția „send (s)” pentru un semnal definit în cadrul unui modul de interfață poate fi făcută numai în cadrul modulului respectiv. Funcțiile „send (s)” și „wait (s, r)” sînt considerate puncte singulare în cadrul modulelor de interfață, deoarece provoacă pierderea accesului exclusiv asupra modulului al procesului care era activ în momentul respectiv [5].

În Portal [8], [9], apar de asemenea funcțiile „send”, „wait” și „awaited”. În plus, există posibilitatea de a specifica un timp maxim de așteptare, și dacă în acest interval nu apare un semnal care să elibereze procesul, acesta va fi reactivat la epuizarea cuantei specificate.

3.2. Tipuri de date

Cele trei limbaje analizate prevăd posibilitatea definirii de către utilizator a „tipurilor” de date ca și în PASCAL. Tipurile de bază sînt „întreg”, „boolean”, „caracter” iar în Modula și Portal există în plus tipul „bit”. Acesta din urmă a fost introdus cu scopul de a extinde posibilitățile limbajului superior de a trata și probleme care pînă acum erau rezolvate numai în limbaj de asamblare (de exemplu : controlul în detaliu al operațiilor I/E).

În toate limbajele analizate, utilizatorul are posibilitatea de a defini tipuri de date precum „record“, „array“, „set“, etc. [3], [4], [5], [8], [9].

Mai mult, în Concurrent Pascal și Portal se pot defini „tipare“ ale unor componente de program formate din date+instrucții, care poartă denumirea de „tipuri de date abstracte“. Astfel, în Concurrent Pascal se pot defini tipuri de monitoare, clase și procese, iar în Portal tipuri de monitoare. Limbajul Modula nu prevede această facilități [5], [7].

Toate variabilele utilizate în cadrul programelor trebuie declarate, specificându-se numele și tipul lor. Această regulă se aplică și în cazul „datelor abstracte“, fiind posibilă declararea mai multor componente de program care au nume diferite, dar funcționează după același „tipar“. În limbajele Modula și Portal se pot declara variabile speciale de tip „bit“ sau „caracter“ numite „device registers“, pentru care se specifică în sintaxa limbajului adresa fizică de memorie. Ele implementează registrele hardware care sînt implicate în desfășurarea operațiilor I/E și la tratarea întreruperilor.

3.3. Structura programelor și drepturile de acces

Cele trei limbaje analizate sînt realizate după principiile programării structurate, programele fiind alcătuite din componente definite ierarhic care conlucrează între ele.

Tipurile de elemente din care sînt alcătuite programele diferă de la un limbaj la altul, ele fiind prezentate în continuare.

Un program Concurrent Pascal este realizat din următoarele tipuri de elemente: procese, monitoare și clase [2], [3], [4], primele două fiind descrise în paragraful 3.1.

În ceea ce privește clasa, ea reprezintă un asamblu de date proprii și de proceduri care au acces exclusiv la datele respective. Aceste proceduri sînt apelate din exterior, dar spre deosebire de cazul monitoarelor, apelul simultan al unei clase din două locuri diferite este exclus prin definiție.

Pentru a se realiza o structurare riguroasă a programului și pentru a se evita blocările de sistem se construiește un graf al drepturilor de acces unidirecționat care specifică modul în care se apelează între ele diversele procese, monitoare și clase [2]. Aceste „drepturi de acces“ sînt implementate apoi în program, fiecare componentă (proces, monitor sau clasă) avînd precizată lista celorlalte componente ale programului pe care are dreptul să le apeleze. Astfel, toate adresele la proceduri sau date sînt verificate la faza de compilare, ceea ce duce la creșterea considerabilă a siguranței în funcționare a programului. Graful drepturilor de acces din Concurrent Pascal are însă dezavantajul de a fi prea rigid, nepermițînd crearea unor legături dinamice, la faza de execuție, între componentele programului [11].

În figura 1 este prezentat un graf de acces, pentru un sistem „spooling“. Sistemul are trei procese: primul citește cartelele și le trece într-un buffer B_1 pe disc, al doilea asigură execuția joburilor iar al treilea listează la imprimantă informațiile de ieșire aflate într-un alt buffer B_2 pe același disc. Fiecare dintre cele două buffere B_1 și B_2 este gestionat de cite un monitor M_1 și M_2 , care asigură sincronizarea între procese.

Monitoarele M_1 și M_2 nu au cunoștință de faptul că bufferele se află pe același disc fizic, fiecare monitor apelînd pentru efectuarea operațiilor I/E niște proceduri din clasele C_1 respectiv C_2 , care „virtualizează“ discul. Monitorul M_3 gestionează discul propriu-zis, alocînd resursa unei singure clase C_1 sau C_2 la un moment dat.

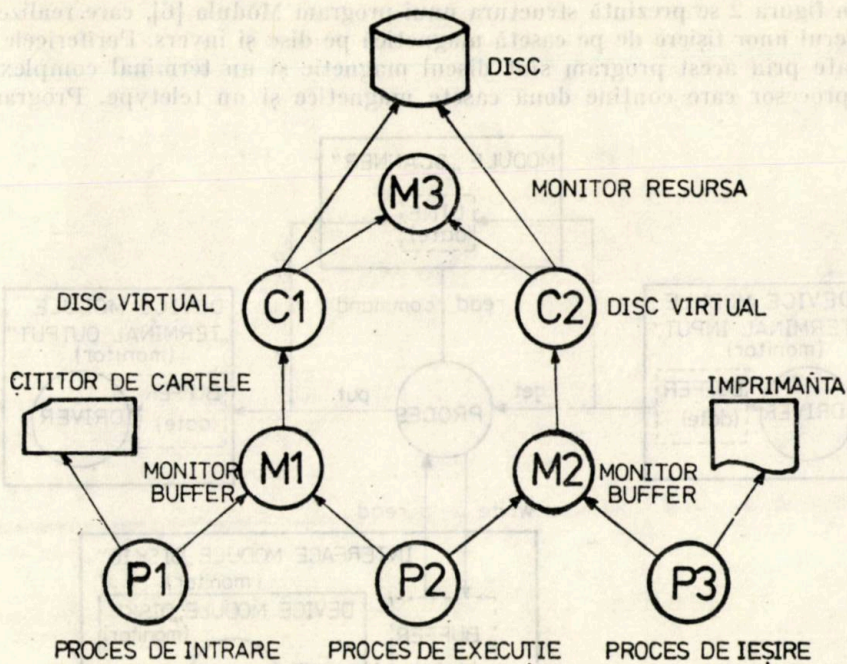


Fig. 1.

Trebuie subliniat faptul că în Concurrant Pascal nu se pot defini în cuiburi componentele de tip proces, monitor sau clasă. Principial este permis doar ca în cadrul unei componente, să se definească procedurile în cuiburi (fiind însă interzis apelul recursiv al procedurilor).

Spre deosebire de Concurrant Pascal, limbajul Modula permite o structurare mai bună a programelor.

Un program Modula este format din mai multe module care pot fi definite în cuiburi. Un modul constituie o colecție de declarații (constante, tipuri, variabile și proceduri) și o secvență de instrucții. În cadrul modulelor se pot defini proceduri pentru care se acceptă apelul recursiv. La începutul fiecărui modul se prevăd două liste : una de identificatori „importați” (definiți în afară și utilizați în interiorul modulului) și alta de identificatori „exportați” (definiți înăuntru și utilizați în afară). Comunicarea între module este controlată de aceste liste, cu observația că identificatorii „exportați” nu pot fi modificați în afara modulului în care au fost definiți. Identificatorii din cadrul unui modul care nu apar în listele de identificatori exportați, pot fi utilizați exclusiv în cadrul modulului respectiv.

Modulele sînt de trei feluri : module obișnuite, module de interfață și „device” module. Ultimele două reprezintă implementarea noțiunii de monitor în Modula, după cum s-a arătat în paragraful 3.1.

Procesele se definesc în cadrul modulelor, cele normale în programul principal (care este tot un modul) iar „device” procesele în cadrul „device” modulelor.

Deoarece modulele se pot defini în cuiburi iar legăturile între module se fac în orice direcție prin intermediul listelor „define” și „use”, drepturile de acces ale componentelor unui program Modula nu mai pot fi reprezentate printr-un graf ca în Concurrant Pascal (unde nodurile grafului erau componentele programului).

În figura 2 se prezintă structura unui program Modula [6], care realizează transferul unor fișiere de pe casetă magnetică pe disc și invers. Perifericele comandate prin acest program sînt discul magnetic și un terminal complex cu microprocesor care conține două casete magnetice și un teletype. Programul

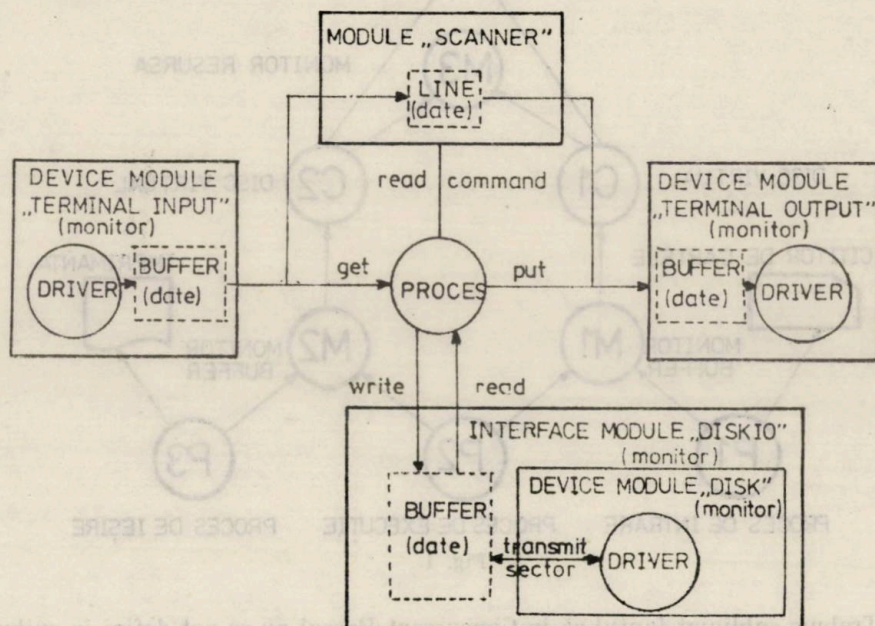


Fig. 2.

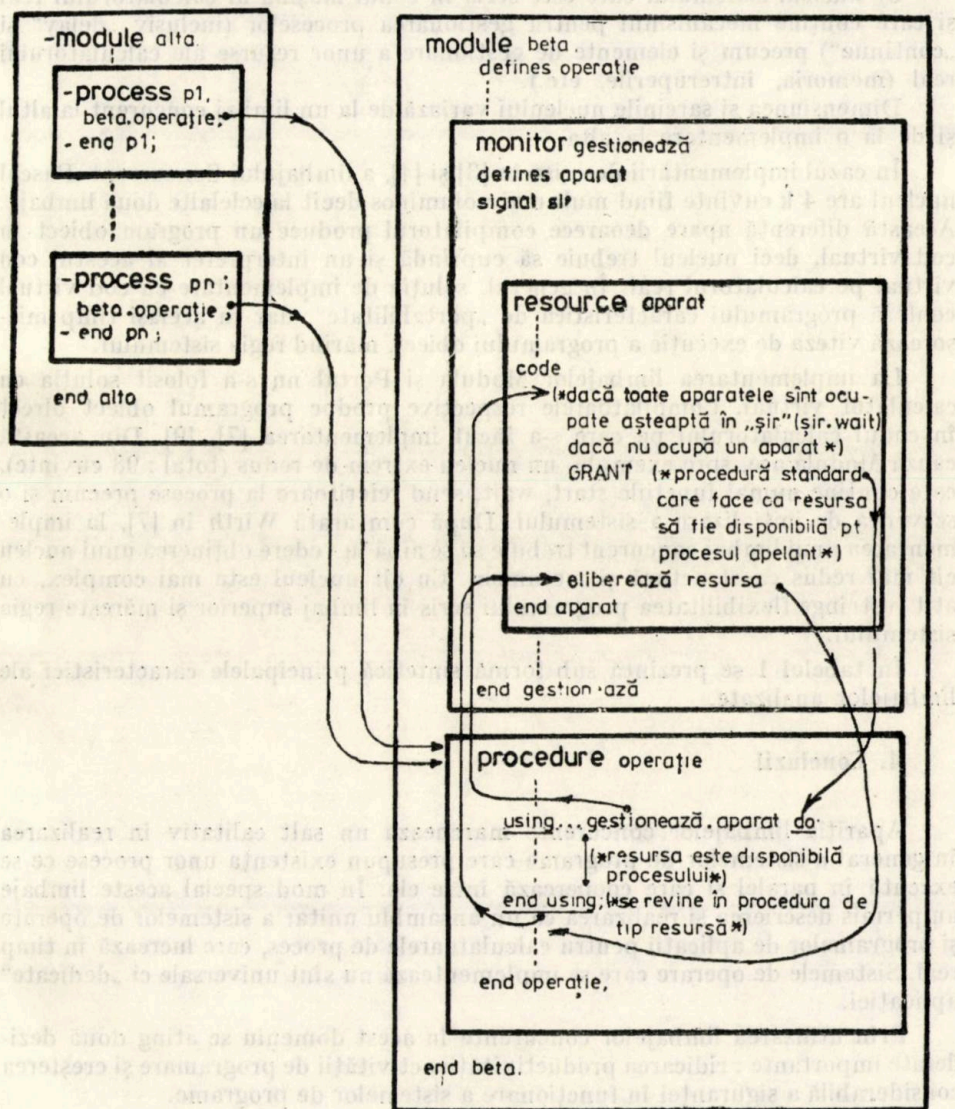
Modula primește de la terminal fie comenzi transmise de utilizator, fie informații aparținând fișierelor. Comenzile se referă la copierea unui fișier de pe bandă pe disc sau invers, rebobinarea, selectarea sau marcarea benzilor și saltul unor fișiere pe bandă. Transmiterea informațiilor de la/spre terminal se face caracter cu caracter, iar de la/spre disc sector cu sector. De asemenea, terminalul necesită un „protocol“ prestabilit pentru a iniția transferul de date de pe casetele magnetice, fiind necesare mesaje speciale de inițializare și confirmare. Programul Modula conține cite un „device“ proces pentru realizarea efectivă a operațiilor de introducere/extragere la disc, introducere de la terminal și extragere la terminal, fiecare din aceste procese fiind definite în cadrul unui „device“ modul care realizează interfața cu procesul principal. În cazul perifericului disc „device“ modulul „disk“ este la rîndul său definit în cadrul modulului de interfață „diskio“, care conține un buffer de mărimea unui sector. Transmiterea datelor între procesul principal și buffer se face caracter cu caracter. Modulul de interfață „diskio“ asigură excludiunea mutuală a procesului principal și „device“ procesului în ceea ce privește accesul la buffer, iar „device“ modulul „disk“ asigură sincronizarea celor două procese prin semnale referitoare la condițiile „buffer plin“, „buffer gol“, „disc liber“, „disc ocupat“. Modulul „scanner“ are rolul de a decodifica comenzile transmise de utilizator.

În ceea ce privește limbajul Portal, acesta prevede o structură modulară a programului (asemănător cu Modula), modulele putînd fi definite în cuiburi. Un model poate include în cadrul său monitoare și procese, precum și proceduri reentrante. Cele din urmă pot fi apelate simultan de mai multe procese, fără să fie necesare precauții de excludiune mutuală. Comunicația între mo-

dule se face ca și în Modula prin intermediul listelor „define” și „uses” din cadrul fiecărui modul. Legătura între module este însă mai elastică decât în Modula, deoarece numele de proceduri pot fi parametri formali, iar variabilele definite într-un modul pot fi modificate în alt modul (cu condiția de a fi declarate în cel de-al doilea într-o listă specială „uses var”). De asemenea, liste asemănătoare de identificatori definiți și utilizați se declară la nivelul monitoarelor, proceselor și procedurilor [9].

O trăsătură specifică Portal-ului și care nu se regăsește în celelalte limbaje o constituie rutinele speciale de tip „resource” care gestionează mai multe resurse partajabile de același tip. Facilitățile oferite de aceste rutine sînt deosebit de utile, fapt subliniat și în [11], unde se propune introducerea unei extensii de acest tip în limbajul Concurrent Pascal.

În fig. 3 se prezintă structura unui program Portal și se exemplifică modul de lucru al rutinelor de tip „resource”. În modulul ALFA sînt definite n procese,



fiecare dorind să ocupe o resursă oarecare din mai multe posibile, urmînd ca după efectuarea operației cerute, resursa să fie eliberată. În acest scop procesele apelează procedura OPERAȚIE din modulul BETA. În cadrul acesteia se apelează rutina APARAT conținută în monitorul GESTIONEAZĂ, rutină care va atribui o resursă procesului apelant. La executarea instrucției END USING din procedura OPERAȚIE, resursa este automat eliberată, făcîndu-se un apel (de astă dată invizibil pentru programator) la a doua parte a rutinei APARAT.

3.4. Implementarea programelor concurente

În ceea ce privește implementarea programelor concurente (indiferent de limbaj) pe un calculator real, ele sînt formate din două părți distincte :

a) programul obiect care rezultă din compilarea textului sursă scris în limbaj concurent ;

b) nucleul sistemului care este scris în codul mașină al calculatorului real și care conține mecanismul pentru gestionarea proceselor (inclusiv „delay” și „continue”) precum și elemente de gestionare a unor resurse ale calculatorului real (memoria, întreruperile, etc.).

Dimensiunea și sarcinile nucleului variază de la un limbaj concurent la altul și de la o implementare la alta.

În cazul implementării descrise în [3] și [4], a limbajului Concurrent Pascal nucleul are 4 k cuvinte fiind mult mai voluminos decît la celelalte două limbaje. Această diferență apare deoarece compilatorul produce un program obiect în cod virtual, deci nucleul trebuie să cuprindă și un interpret al acestui cod virtual pe calculatorul real. În general, soluția de implementare cu cod virtual conferă programului caracteristica de „portabilitate”, dar în același timp micșorează viteza de execuție a programului obiect, mărind regia sistemului.

La implementarea limbajelor Modula și Portal nu s-a folosit soluția cu calculator virtual. Compilatoarele respective produc programul obiect direct în codul calculatorului pe care s-a făcut implementarea [7], [9]. Din această cauză Modula are, spre exemplu, un nucleu extrem de redus (total : 98 cuvinte), care conține numai funcțiile start, wait, send referitoare la procese precum și o secvență de inițializare a sistemului. După cum arată Wirth în [7], la implementarea unui limbaj concurent trebuie să se aibă în vedere obținerea unui nucleu cît mai redus ca structură și mecanism. Cu cît nucleul este mai complex, cu atît restrînge flexibilitatea programului scris în limbaj superior și mărește regia sistemului.

În tabelul 1 se prezintă sub formă sintetică principalele caracteristici ale limbajelor analizate.

4. Concluzii

Apariția limbajelor concurente marchează un salt calitativ în realizarea în general a sistemelor de programe care presupun existența unor procese ce se execută în paralel și care cooperează între ele. În mod special aceste limbaje au permis descrierea și realizarea ca un ansamblu unitar a sistemelor de operare și programelor de aplicații pentru calculatoarele de proces, care lucrează în timp real. Sistemele de operare care se implementează nu sînt universale ci „dedicate” aplicației.

Prin utilizarea limbajelor concurente în acest domeniu se ating două dezerate importante : ridicarea productivității activității de programare și creșterea considerabilă a siguranței în funcționare a sistemelor de programe.

Tabelul 1

limbaj caracteristici	Concurrent Pascal	Modula	Portal
Categorii de procesee	O singură categorie de procese	procesee normale „device“ procese (sau drivere)	procesee normale drivere
Monitoare	Monitor	interface module device module	monitor
Șiruri	Queue	signal	signal
Unde pot fi definite șirurile	Numai în monitoare	în monitoare în alte module program	în monitoare
Funcții primitive de sincronizare	Continue, Delay	send wait awaited	send wait awaited
Procesele pot apela direct funcții de sincronizare	Nu	Da	—
Tipuri de date abstracte	procesee monitoare clase	Nu are	monitoare
Structuri de program	procesee monitoare clase	module procesee	module procesee monitoare rutine reentrante rutine de tip resursă
Definirea în cuiburi a structurilor de program („nesting“)	Nu	Da	Da
Tratarea operațiilor I/E	Sistem (Kernel)	utilizator (componente de program „device module“ și „device process“)	utilizator (drivere)
Tratarea intreruperilor	Kernel	utilizator (doio și și signal)	utilizator (prin signal)
Mașină virtuală (portabilitate)	Da	Nu	Nu
Dimensiune Kernel (nucleu)	4 k cuvinte (8 ko)	98 cuvinte (196 octeți)	—

BIBLIOGRAFIE

1. Văduva I., V. Baltac, V. Florescu, I. Florică: „Programare structurată“ Ed. tehnică, 1978.
2. Per Brinch Hansen: „The Programming Language Concurrent Pascal“. I.E.E.E. Trans of Software Eng, Vol. SE-1, No. 2, June 1975.
3. Per Brinch Hansen: „The Solo Operating System: A Concurrent Pascal Program“. Software Practice and Experience, Vol. 6, 141—149 (1976).
4. Per Brinch Hansen „The Solo Operating System: Processes, Monitors, and Classes“ Software-Practice and Experience Vol. 6, 165—200 (1976).
5. N. Wirth „Modula: a Language for Modular-Multiprogramming“ — Software-Practice and Experience, Vol. 7, 3—35 (1977).
6. N. Wirth „The Use of Modula“ — Software — Practice and Experience, Vol. 7, 37—65 (1977).
7. N. Wirth „Design and Implementation of Modula“ Software — Practice and Experience Vol. 7, 67—84 (1977).
8. H. Leinhard „The real-time programming language PORTAL. Introduction and survey“ Landis and Gyr Review 2—78, (2—8).
9. R. Schild „Paralel processes in PORTAL, exemplified in a group project“. Landis and Gyr Review 2—78 (9—16).
10. N. Wirth, „Toward a Discipline of Real-Time Programming“ Comm of A.C.M. Vol. 20, No. 20, 577—583, August 1977.
11. Silberschatz A, R. Kieburtz, A. Bernstein „Extending Concurrent Pascal to Allow Dynamic Resource Management“ IEEE Trans on Software Eng., vol. SE—3, No. 3, May 1977.

A COMPARATIVE STUDY ON CONCURRENT PROGRAMMING LANGUAGES FOR REAL-TIME APPLICATION.

ABSTRACT

This paper contains a comparative study on known concurrent programming languages CONCURRENT PASCAL, MODULA and PORTAL. It first resumes the principle of concurrent programming and the elements that implement it: processes, monitors and queues (signals). The second part presents, the major characteristics of the analysed languages, comparatively.

ÎNSUMAREA NUMERELOR REPREZENTATE ÎN COD CUATERNAR FĂRĂ PROPAGAREA TRANSPORTULUI

BY

V. POP

1. Introducere

Codurile redundante sînt folosite pentru reprezentarea rezultatelor însumărilor sau scăderilor efectuate fără propagarea transportului, respectiv a împrumutului, adică a sumelor și a diferențelor cu transport respectiv împrumut memorat. Astfel, codurile binare redundante sînt folosite în algoritmele de efectuare rapidă a înmulțirii și a împărțirii [1, 2] pentru reprezentarea produselor și a resturilor parțiale. Codul binar redundant nu mai poate fi folosit însă pentru reprezentarea sumei și atunci cînd ambii operanți sînt reprezentați în codul binar redundant, deoarece suma pentru un rang nu mai poate fi reprezentată printr-o singură cifră binară dacă se intenționează să se memoreze și transportul care ar urma să se propage. Din acest motiv în lucrare se propune pentru reprezentarea operanzilor și a rezultatelor un cod cuaternar redundant cu cifrele $-3, -2, -1, 0, 1, 2$ și 3 , denumit cod cuaternar redundant simetric. Transportul care apare la adunarea fără propagarea sa poate să fie $-1, 0$ sau 1 .

2. Regula de însumare

Însumînd două cifre cuaternare redundante în cazurile în care transportul din rangul inferior este $0, 1$ sau -1 , se obțin rezultatele înscrise în tabelele 1a, 1b și 1c. În aceste tabele s-a înscris deasupra liniei de fracție cifra sumei pentru rangul adunat iar sub linia de fracție transportul pentru rangul superior. De exemplu,

$$-2/1 \Leftrightarrow 1 \cdot 4^1 + (-2) \cdot 4^0 \quad (1)$$

Pentru ca însumarea să se facă fără propagarea transportului trebuie ca transportul pentru rangul superior să nu depindă de valoarea transportului din rangul inferior, ci numai de valoarea cifrelor din rangul curent al celor doi operanți. Aceasta înseamnă că în tabelele 1.a, 1.b și 1.c, pentru aceeași operanți transportul trebuie să fie identic. Acest lucru se realizează dacă se folosește posibilitatea de scriere a numerelor într-o altă formă echivalentă oferită de codul redundant și anume:

Tabelul 1.a

Operand 1 \ Operand 2	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-2/-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0
-2	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0
-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0
0	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0
1	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1
2	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1
3	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1	2/1

Tabelul 1.b

Operand 1 \ Operand 2	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0
-2	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0
-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0
0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1
1	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1
2	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1	2/1
3	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1	2/1	3/1

Tabelul 1.c

Operand 1 \ Operand 2	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-3/-1	-2/-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0
-2	-2/-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0
-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0
0	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0
1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0
2	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1
3	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1

$$-3/0 \Leftrightarrow 0 \cdot 4 + (-3) \cdot 4^0 = (-1) \cdot 4^1 + 1 \cdot 4^0 \Leftrightarrow 1/-1$$

$$-3/0 \Leftrightarrow 0 \cdot 4^1 + 3 \cdot 4^0 = 1 \cdot 4^1 + (-1) \cdot 4^0 \Leftrightarrow -1/1$$

$$-2/0 \Leftrightarrow 0 \cdot 4^1 + (-2) \cdot 4^0 = (-1) \cdot 4^1 + 2 \cdot 4^0 \Leftrightarrow 2/-1$$

$$2/0 \Leftrightarrow 0 \cdot 4^1 + 2 \cdot 4^0 = 1 \cdot 4^1 + (-2) \cdot 4^0 \Leftrightarrow -2/1$$

Înlocuind în tabelele 1.a, 1.b și 1.c rezultatele $-3/0$, $3/0$, $-2/0$ și $2/0$ cu formele lor echivalente date în relația (2), se obțin tabelele 2a, 2b, respectiv 2c, în care transportul este identic pentru aceiași operanzi. Prin urmare, tabelele 2a, 2b și 2c, dau o regulă de adunare a cifrelor cuaternare redundante fără propagarea transportului.

Tabelul 2.a

Operand 2 \ Operand 1	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-2/-1	-1/-1	0/-1	1/-1	-2/0	-1/0	0/0
-2	-1/-1	0/-1	1/-1	-2/0	-1/0	0/0	1/0
-1	0/-1	1/-1	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0
0	1/-1	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	-1/1
1	-2/0	-1/0	0/0	1/0	2/0	-1/1	0/1
2	-1/0	0/0	1/0	2/0	-1/1	0/1	1/1
3	0/0	1/0	2/0	-1/1	0/1	1/1	2/1

Tabelul 2.b

Operand 2 \ Operand 1	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-1/-1	0/-1	1/-1	2/-1	-1/0	0/0	1/0
-2	0/-1	1/-1	2/-1	-1/0	0/0	1/0	2/0
-1	1/-1	2/-1	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0
0	2/-1	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1
1	-1/0	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1
2	0/0	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1	2/1
3	1/0	2/0	3/0	0/1	1/1	2/2	3/1

Tabelul 2.c

Operand 2 \ Operand 1	-3	-2	-1	0	1	2	3
-3	-3/-1	-2/-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0
-2	-2/-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0
-1	-1/-1	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0
0	0/-1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	-2/1
1	-3/0	-2/0	-1/0	0/0	1/0	-2/1	-1/1
2	-2/0	-1/0	0/0	1/0	-2/1	-1/1	0/1
3	-1/0	0/0	1/0	-2/1	-1/1	0/1	1/1

3. Codificarea binară a cifrelor cuaternare redundante

Pentru ca însumarea cifrelor unui rang să se poată face cu un sumator binar obișnuit se propune codificarea cifrelor cuaternare redundante într-un cod binar complementar cu trei poziții, din care prima din stînga este cifra semn iar celelalte două cifrele numărului, după cum se vede în tabelul 3.

Tabelul 3

Cifra cuaternară redundantă	Cod binar complementar
-3	101
-2	110
-1	111
0	000
1	001
2	010
3	011

Folosind această codificare, codul binar 100 nu este folosit, respectiv nu apare.

4. Expresia logică a transportului pentru rangul superior

Ținând cont de codificarea cifrelor cuaternare redundante dată în tabelul 3, rezultă pentru transportul spre rangul superior t , codificat binar prin $t_2t_1t_0$, tabelul de corespondențe de mai jos (Tabelul 4), în care primul operand s-a notat cu a , codificat binar prin $a_2a_1a_0$, iar al doilea operand s-a notat cu b , codificat binar prin $b_2b_1b_0$.

Tabelul 4

		$a_2a_1a_0$				$t_2t_1t_0$			
		000	001	011	010	100	101	111	110
$b_2b_1b_0$	000	000	000	000	000	XXX	111	000	000
	001	000	000	001	001	XXX	000	000	000
	011	001	001	001	001	XXX	000	000	000
	010	001	001	001	001	XXX	000	000	000
	100	XXX	XXX	XXX	XXX	XXX	XXX	XXX	XXX
	101	111	000	000	000	XXX	111	111	111
	111	000	000	000	000	XXX	111	000	111
	110	000	000	000	000	XXX	111	111	111

În urma minimizării funcțiilor t_2 , t_1 , și t_0 reprezentate cumulat în tabelul 4, rezultă pentru acestea expresiile :

$$t_2 = t_1 = a_2a_1b_1b_0 + b_2b_1a_1a_0 + a_2b_2 (a_1a_0b_1b_0) \quad (3)$$

$$t_0 = t_2 + a_1b_2 (a_1b_0 + b_1b_0 + a_0b_1 + a_1b_1)$$

5. Realizarea însumării

Cifrele codului binar al sumei pentru un rang cuaternar, notate s_2 , s_1 și s_0 se obțin prin însumarea numerelor binare $a_2a_1a_0$ și $b_2b_1b_0$, cifrele celor doi operanzi codificate binar, cu transportul din rangul inferior t' , codificat binar prin t'_2 , t'_1 și t'_0 . Numărul binar obținut prin această însumare reprezintă codul binar corect

al sumei, conform regulii de adunare dată de tabelul 2, exceptînd cifra semn din cod, s_2 , care este inversată în cazul în care apare transport spre rangul superior, adică atunci cînd $t_1 + t_0 = 1$. Prin urmare în acest din urmă caz cifra semn trebuie corectată prin inversare.

6. Concluzii

Metoda de însumare a numerelor binare fără propagare a transportului folosind reprezentarea numerelor în codul cuaternar redundant cu cifrele $-3, -2, -1, 0, 1, 2$, și 3 , codificate în cod binar complementar, propusă în lucrare oferă avantajul efectuării sumei a două numere cu orice număr de poziții într-un timp egal cu timpul de însumare a două numere binare cu trei cifre, în cazul în care operanzii și rezultatele operațiilor sînt păstrate în memoria calculatorului în această formă. Principalul dezavantaj al acestei reprezentări constă în faptul că este necesară o transformare a codului numărului la extragere din memorie, respectiv în unele cazuri în care nu este certă apariția DCR.

BIBLIOGRAFIE

1. V. Pop: „Schemă logică iterativă pentru înmulțirea și împărțirea binară” *Automatica și electronica*, Vol. 16 nr.1 1973, pag. 37—43.
2. V. Pop: „Criterii de alegere a codurilor redundante folosite la împărțirea binară” *Buletinul inst. politehnic Timișoara, Seria electrotehnică*, Tom 15 (30) Fasc 2/1971, pag. 27—39.

DIE ADDITION DER IN EINEM QUATERNAIEN CODE DARGESTELLTEN ZAHLEN OHNE WEITERFÜHRUNG DES ÜBERTRAGS.

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird eine Additionsmethode der dualen Zahlen ohne weiterführung des Übertrags gegeben, wobei das Resultat in einem quaternairen Code, mit den redundanten, dual codierten Ziffern $-3, -2, -1, 0, 1, 2$ und 3 auftritt.

Mittels dieser Methode gelingt es, auch dann die Addition, ohne weiterführung des Übertrags durchzuführen, wenn die beiden Summanden im quaternairen redundanten Code dargestellt sind. Die verwendete Codierung ermöglicht die Verringerung des Aufwands für die Realisierung des Adders.

MICROPROCESORUL 8080 FOLOSIT ÎNTR-O CONFIGURAȚIE MINIMĂ

DE

C. STRUGARU, R. STOINESCU

1. Introducere

Scopul urmărit în cadrul lucrării este acela de a prezenta modul în care microprocesorul 8080, cu un număr redus de circuite specializate, se poate constitui într-un sistem util pentru studii de laborator, precum și pentru o gamă relativ largă de aplicații practice. Sistemul este prevăzut cu un panou, de la care se pot genera manual diferite comenzi sau regimuri de funcționare, necesare în faza de punere la punct sau pentru studiul comportării sistemului.

2. Configurația sistemului

Configurația sistemului este dată în fig. 1 din care rezultă că în afara microprocesorului 8080 mai intervine generatorul de tact (8224) și circuitul 8212. Cu excepția memoriei RAM restul circuitelor sînt de producție indigenă.

2.1. *Liniile de adresă.* S-au prevăzut două magistrale de linii de adresă, una de tipul trei stări (A_{15-0}) formată chiar din liniile de adresă ale microprocesorului și a doua magistrală notată AD_{15-0} care poate fi încărcată cu 30 sarcini TTL. Pe magistrala 3-stări, cînd 8080 se găsește în starea HOLD, se poziționează adresa din registrul de adrese al panoului prin porți CDB 403 cu colector în gol.

2.2. *Liniile de date.* S-au prevăzut, de asemenea, două magistrale de linii de date. Una de tipul 3 stări, formată chiar din liniile de date (D_{7-0}) ale microprocesorului și a doua magistrală (DA_{7-0}) care poate fi încărcată cu 30 sarcini TTL. Pe magistrala 3 stări, cînd 8080 se găsește în starea HOLD se poziționează un octet de date de la cheile existente pe panou sau de la tastatura hexazecimală, în ambele cazuri prin porți CDB 403 cu colector în gol.

La magistrala DA_{7-0} , pe lîngă invertoarele CDB 404 folosite pentru comanda LED-urilor, sînt legate două registre CDB 495 în care se încarcă informația de stare, furnizată de către 8080 la începutul fiecărui ciclu. La liniile DA_{7-0} se leagă direct elementele de ieșire iar la liniile D_{7-0} elementele de intrare prin circuite cu colector în gol. Porțile cu colector în gol sînt mai lente decît cele de tipul 3 stări dar se produc în țară.

2.3. *Semnalele de comandă.* Avînd în vedere că și semnalele de comandă generate de către 8080 pot fi încărcate cu o singură sarcină TTL, toate acestea au fost trecute prin porți neinvertoare, CDB 408 sau CDB 411 HE, așa cum se indică în fig. 1 pentru un semnal oarecare notat cu X. Pentru protejarea lui 8080, față de unele manipulări greșite, semnalele de intrare HOLD și INT se

2.5. *Operațiile de intrare/ieșire.* Operațiile de intrare/ieșire în cadrul sistemului se realizează prin procedeul „mapped I/O” iar selecția perifericelor prin procedeul de selecție liniară.

Bitul A 15 din informația de adresă este rezervat pentru operațiile de intrare/ieșire ceea ce conduce la următoarele expresii ale semnalelor de citire/scriere.

$$I/OR(MM) = MEMR \cdot DBIN \cdot AD 15$$

$$I/OW(MM) = (\overline{WR}) \cdot AD 15$$

Prin aceasta toate instrucțiunile cu referire la memorie pot fi folosite pentru operații de intrare/ieșire cu perifericele, la care se mai adaugă și următoarele instrucțiuni: STAX, SHLD, LDAX, LHLD, LDA, STA.

3. Panoul de comandă

Funcțiile atașate panoului rezultă din prezentarea elementelor montate pe panou și care sînt:

a) CHEI₇₋₀ — un grup de 8 comutatoare bipoziționale prin care operatorul formează un octet.

b) BLO — un buton cu apăsare/revenire prin acționarea căruia în registrul de adrese al panoului, RADRP, se încarcă octetul mai puțin semnificativ al adresei (A₇₋₀), format prin poziționarea corespunzătoare a grupului de CHEI₇₋₀.

c) BHI — un buton cu apăsare/revenire prin acționarea căruia în RADRP încarcă octetul mai semnificativ al adresei (A₁₅₋₈), format prin poziționarea corespunzătoare a grupului CHEI₇₋₀.

d) BMEM — un buton cu apăsare/revenire prin acționarea căruia octetul format prin poziționarea corespunzătoare a grupului de CHEI₇₋₀, se încarcă la adresa existentă în RADRP. La revenirea butonului BMEM în starea inițială, conținutul din RADRP crește cu o unitate, formîndu-se astfel adresa următoarei locații din memoria RAM.

e) BEXAM — un buton cu apăsare/revenire, prin acționarea căruia conținutul locației din memoria RAM, de la adresa existentă în acel moment în RADRP, apare pe liniile D₇₋₀. La revenirea butonului BEXAM în starea inițială conținutul din RADRP crește cu o unitate.

f) CHOLD — un comutator bipozițional. În poziția „sus” generează semnalul HOLDP=1 care după sincronizare într-un bistabil CDB 474 devine semnalul de intrare HOLD pentru 8080.

g) CINT — un comutator bipozițional. În poziția „sus” generează semnalul de întrerupere de tip panou (INTP).

h) BRESET — un buton de apăsare/revenire prin acționarea căruia circuitul 8224 generează semnalul RESET la 8080. După punerea sub tensiune este obligatorie acționarea butonului RESET (nu este indicat în fig. 1).

i) STEP, STEPM, STEP1 — trei comutatoare bipoziționale cu ajutorul cărora se pot realiza trei regimuri diferite de funcționare pentru 8080. Rolul fiecăruia se va analiza ulterior.

Pe panou sînt montate LED-uri pentru vizualizarea în întregime a stări. liniilor de adresă, de date și a informației de stare (fig. 1).

3.2. *Formarea de la panou a adresei și a datelor.* În acest scop microprocesorul trebuie adus în starea HOLD prin acționarea comutatorului CHOLD. În momentul în care 8080 cedează controlul asupra liniilor A₁₅₋₀ și D₇₋₀ atunci HLDA=1. Registrul de adrese al panoului, RADRP, (fig. 2) este format din două capsule CDB 495, în jumătatea mai semnificativă, și din două numără-

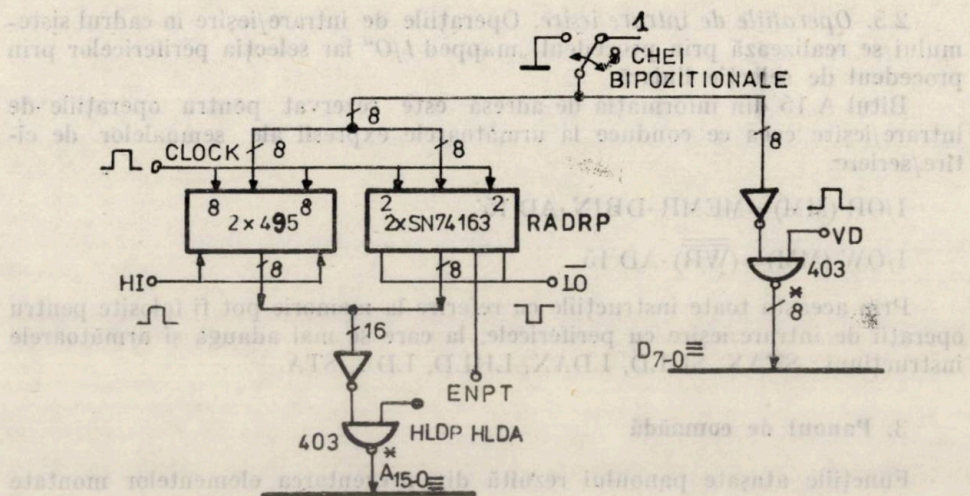


Fig. 2. Formarea adreselor și a datelor de la panou.

toare cu încărcare SN 74163 (în locul acestora se pot folosi numărătoarele CDB 4193 legate corespunzător). La acționarea butonului BLO (fig. 3) se creează pentru ambele numărătoare SN 74163 regimul de încărcare, deoarece $LOAD = \overline{LO} = 0$. Semnalul LO declanșează monostabilul MON 1 și acesta formează

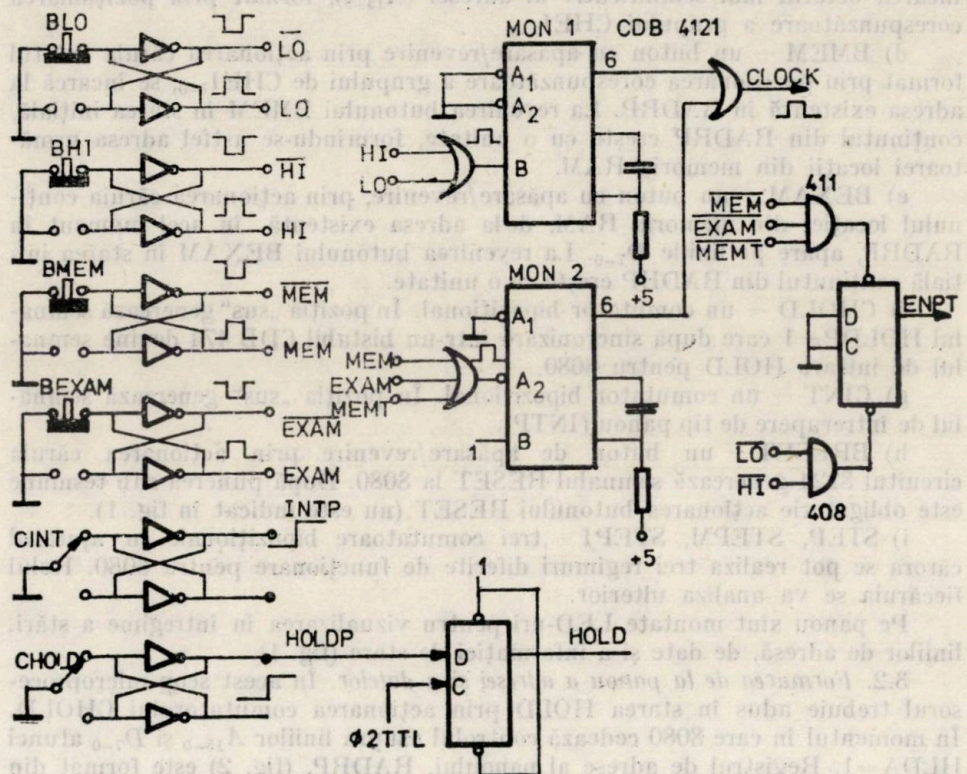


Fig. 3. Comenzi generate de la pânou.

semnalul CLOCK care încarcă starea celor 8 chei în jumătatea mai puțin semnificativă din RADRP. După schimbarea poziției cheilor se acționează butonul BHI și în mod similar se încarcă octetul mai semnificativ al adresei în registrele CDB 495. Se poziționează cele 8 chei pentru a forma un octet de date. După această operație, dacă se acționează butonul BMEM, atunci pe liniile D_{7-0} se poziționează octetul de date fixat prin chei, deoarece $VD=1$ datorită termenului $HOLDP \cdot HLDA \cdot MEM=1$ iar semnalul R/W devine zero întrucât $\overline{MEM}=0$. În memoria RAM, la adresa încărcată în RADRP, se va înscrie octetul existent pe liniile D_{7-0} care poate fi urmărit la cele 8 LED-uri ce vizualizează liniile de date. La eliberarea butonului BMEM, liniile de date, D_{7-0} , revin toate în starea unu logic și monostabilul MON 2 generează semnalul CLOCK care mărește cu o unitate conținutul celor două numărătoare SN 74163 legate în cascadă. În felul acesta se formează adresa locației următoare din RAM. Pentru a pune numărătoarele SN 74163 în regim de numărare intrările ENP și ENT sunt legate la bistabilul ENPT, comandat așa cum se arată în fig. 3.

Pentru vizualizarea conținutului unei locații din RAM se acționează butonul BEXAM. Dacă $EXAM=1$ atunci circuitul 8212 este validat și conținutul locației din RAM, de la adresa existentă în RADRP, apare pe liniile de date D_{7-0} . La eliberarea butonului, RADRP avansează cu o unitate. Deoarece în RADRP s-au folosit numai două numărătoare în cascadă, adresa avansează automat, la acționarea butoanelor BMEM sau BEXAM, până la valoarea 255 după care este necesară o nouă operație manuală de încălzare a registrelor CDB 495 cu octetul superior al adresei, mărit cu o unitate.

3.2. Întreruperi de la panou. De la panou există posibilitatea lansării unei cereri de întrerupere prin acționarea comutatorului CINT. Semnalul INTP aplică la intrarea INT a microprocesorului 8080. Cu semnalul INTA. DBIN microprocesorul preia de pe liniile D_{7-0} instrucția RST n, pe care operatorul a format-o prin cele 8 chei de pe panou.

3.3. Regimuri de funcționare. De la panou se pot stabili cu ajutorul schemei din fig. 4 trei regimuri de funcționare pentru 8080.

Regimul automat. În regimul automat 8080 execută programul din RAM la frecvența dată de generatorul de tact 8224. După alimentarea sistemului se acționează butonul RESET având poziționat comutatorul CHOLDP astfel ca

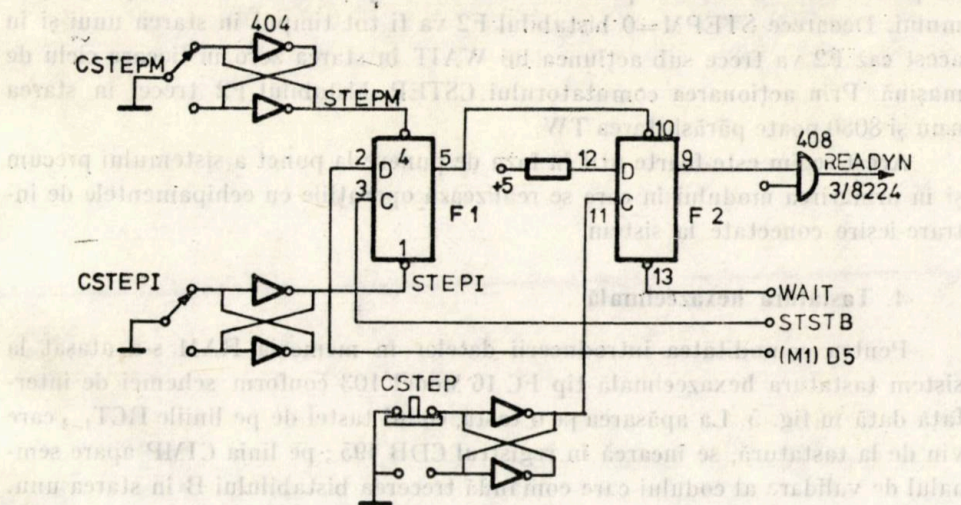


Fig. 4. Comanda regimurilor de funcționare.

HOLDP să fie unu logic. Microprocesorul va intra în starea HOLD. În această stare de la panou se poate încărca în RAM, începînd de la adresa zero, programul dorit, prin acționarea butonului BMEM. După încărcare se rezonează adresa zero în RADR și prin acționarea butonului BEXAM se poate vizualiza octet după octet, informația înscrisă în RAM. De fapt, un program poate fi înregistrat în orice zonă din RAM cu condiția ca la adresa zero să se memoreze o instrucție de salt necondiționat la prima instrucție a programului.

Se poziționează comutatoarele astfel ca $STEPM=1$ și $STEPI=0$. Se acționează butonul RESET și în timp ce acesta este acționat, se comută CHOLD pe poziția în care $HOLDP=0$, după care se eliberează RESET. Microprocesorul va trece la execuția automată a programului memorat începînd de la adresa zero, intrucit prin acționarea lui RESET numărătorul de program PC a fost adus în starea zero [1].

Regimul instrucție cu instrucție. Acest regim se realizează cu $STEPM=1$ și $STEPI=1$. În timp ce RESET este acționat se comută comutatorul CHOLD pentru a scoate pe 8080 din starea HOLD. Se eliberează butonul RESET și 8080 intră în ciclul M1 de extragere a instrucției. În informația de stare, bitul M1 care apare pe linia D5 va fi unu și STSTB va poziționa bistabilul F1 în starea unu. Deoarece $WAIT=0$ bistabilul F2 va fi în starea zero și intrucit $READYIN=0$, 8080 va trece în starea TW. În această stare $WAIT=1$. Adresa va fi afișată în binar de către LED-urile de adresă în conținutul adresei respective din RAM va fi afișat de către LED-urile de date. Dacă se acționează butonul CSTEP atunci bistabilul F2 trece în starea unu și 8080 părăsește starea TW. În ciclul următor, M2, în informația de stare bitul M1 va fi pe zero și bistabilul F1 va trece în starea zero. În acest caz F2 va trece în starea unu deoarece intrările de comandă asincrone să găsească ambele pe zero și rezltă că $READYIN=1$. Din acest motiv 8080 nu se mai oprește în ciclul M2. La fel se petrec lucrurile în ciclul M3 și în ciclurile M4 și M5 dacă ele există. Rezultă că în acest regim 8080 se va opri în starea TW din cadrul fiecărui ciclu M1, de extragere a primului octet dintr-o instrucție.

Regimul ciclu cu ciclu. Acest regim se realizează cu $STEPM=0$ și $STEPI=1$. Se procedează ca mai sus pentru a lansa microprocesorul în execuția programului. Deoarece $STEPM=0$ bistabilul F2 va fi tot timpul în starea unu și în acest caz F2 va trece sub acțiunea lui WAIT în starea zero în fiecare ciclu de mașină. Prin acționarea comutatorului CSTEP bistabilul F2 trece în starea unu și 8080 poate părăsi starea TW.

Acest regim este foarte util în faza de punere la punct a sistemului precum și în urmărirea modului în care se realizează operațiile cu echipamentele de intrare-ieșire conectate la sistem.

4. Tastatura hexazecimală

Pentru comoditatea introducerii datelor în memoria RAM s-a atașat la sistem tastatura hexazecimală tip FC 16 Model 103 conform schemei de interfață dată în fig. 5. La apăsarea pe o tastă, codul tastei de pe liniile RCT_{1-4} care vin de la tastatură, se încarcă în registrul CDB 495; pe linia CIMP apare semnalul de validare al codului care comandă trecerea bistabilului B în starea unu. La apăsarea tastei următoare, conținutul registrului CDB 495 este poziționat

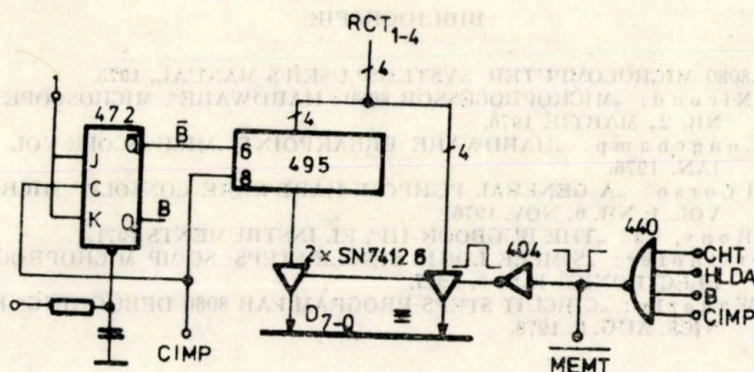


Fig. 5. Interfața cu tastatura hexazecimală.

pe liniile D_{7-4} și codul celei de a doua tastă pe liniile D_{3-0} . Semnalul MEMT comandă scrierea în RAM și semnalul MEMT comandă avansul registrului de adrese al panoului, RADRP. Semnalul CHT se obține de la un comutator bipozițional care în starea zero separă tastatura de liniile de date D_{7-0} . În locul circuitelor poarta cu 3 stări SN 74126, se pot folosi porți cu colector în gol.

5. Concluzii

Pentru proiectarea și realizarea sistemului prezentat anterior, bibliografia de bază consultată a fost cea anexată la prezenta lucrare. Pentru a stabili funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească un panou nu prea costisitor ne-am ghidat după indicațiile date în [3-7].

Realizarea practică a sistemului a necesitat un total de cca 75 capsule integrate și din experiența câștigată se pot desprinde următoarele recomandări.

- un panou de comandă, cel puțin cu funcțiile celui descris în prezenta lucrare, este necesar la punerea în stare de funcționare a unui sistem bazat pe microprocesor, mai ales dacă nu se dispune de aparatură special destinată unor astfel de scopuri (analizoare logice),

- se recomandă realizarea în primul rînd a panoului care poate fi depănat fără celelalte elemente ale sistemului, semnalul HLDA legîndu-se la unu logic,

- să se verifice dacă tensiunile de alimentare pentru 8080, 8224 și capsulele RAM sînt corect cablate fără a avea capsulele respective implantate pe placă,

- după ce panoul este în stare de funcționare se recomandă implantarea lui 8080 și a generatorului de tact 8224. În această configurație se poate urmări efectul comenzilor RESET, HOLDP și vizualizarea la osciloscop a semnalelor $\phi 1$, $\phi 2$, SYNC și DBIN,

- se implantează și restul capsulelor și se introduce de la panou un program simplu în RAM. Se verifică execuția corectă a acestuia în regimurile instrucție cu instrucție și ciclu cu ciclu,

- dacă aceste etape au fost parcurse cu succes se poate trece la execuția unor programe mai complicate și introducerea lor de la tastatura hexazecimală,

- după familiarizarea cu întreg setul de instrucții se poate trece la extinderea sistemului prin atașarea unor periferice de genul lector/perforator bandă, interfață pentru afișare pe DAF, casetă magnetică ș.a.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * „8080 MICROCOMPUTER SYSTEMS“ USER S MANUAL, 1975.
2. J. D. Nicoud: „MICROPROCESSOR 8080: HARDWARE“, MICROSCOPE VOL. 1, NR. 2, MARTIE 1976.
3. J. P. Longchamp: „HARDWARE BREAKPOINT“, MICROSCOPE VOL. 1, NR. 1, IAN. 1976.
4. D. Del Corso: „A GENERAL PURPOSE HARDWARE CONSOLE“ MICROSCOPE, VOL. 1, NR. 6, NOV. 1976.
5. P. R. Rony, ș.a: „THE BUGBOOK III“, EL INSTRUMENTS 1971.
6. R. Gersthofer: „SIMPLE LOGIC SINGLE-STEPS SC/MP MICROPROCESSOR“, ELECTRONICS IAN. 6, 1977.
7. J. F. Wakerly: „CIRCUIT STEPS PROGRAM FAR 8080 DEBUGGING“ ELECTRONICS, AUG. 5, 1976.

THE 8080 MICROPROCESSOR IN A MINIMUM CONFIGURATION

ABSTRACT

The paper gives informatio about the building of a lab microcomputer around the 8080 microprocessor using the minimum of circuits.

The microcomputer is operated from a control panel allowing easy studying or debugging of the system.

The microcomputer is intended for educational pupoces or as a design support in a number of applications.

PROGRAMATOR PENTRU MEMORIA EPROM-2708

DE

C. STRUGARU

1. Introducere.

Datele de catalog [1, 2] arată care este amplitudinea semnalelor și cum anume acestea trebuie să varieze în timp, pentru a se realiza programarea memoriei 2780.

De remarcat că, în regim de programare, adresele trebuie parcurse succesiv, începînd de la adresa 0 pînă la adresa 1023 de N ori, unde N se calculează din relația $N \cdot TPW \geq 100$. Cu TPW s-a notat durata impulsului de programare, care poate fi cuprinsă între 0,1 pînă la 1 msec. De exemplu, pentru $TPW = 0,5$ msec rezultă $N \geq 200$, ceea ce înseamnă că de cel puțin 200 de ori memoria trebuie parcursă de la adresa 0 pînă la 1023, prezentînd pentru fiecare adresă datele corecte la intrare.

2. Schema bloc a programatorului

În [2] se fac unele recomandări privind circuitele necesare pentru formarea impulsului de programare și în [3] se prezintă schema unui programator comandat de către microprocesor. Pe baza indicațiilor date în [2, 3] s-a adoptat pentru programator schema bloc din fig. 1. La sistemul existent în laborator și bazat pe microprocesorul 8080, intrările și ieșirile se realizează prin procedeul „mapped I/O“.

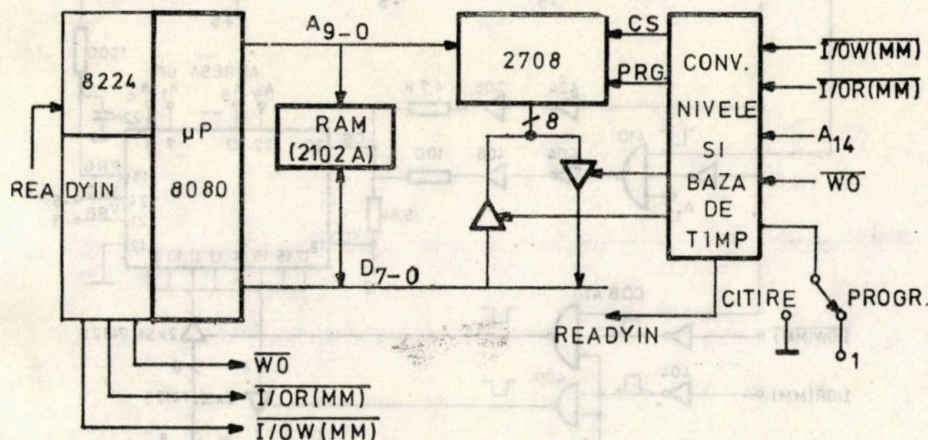


Fig. 1. Schema bloc a programatorului.

Memoria 2708 este tratată de către microprocesor ca un periferic. În regim de programare, microprocesorul are rolul de a genera adresele succesive din memoria 2708 și de a furniza, pentru fiecare adresă, octetul de date ce urmează a se înregistra la acea adresă. După parcurgerea în întregime a memoriei 2708 procesul se repetă de N ori. Aceste operații sînt realizate prin execuția unui program încărcat în RAM. Tot în RAM se găsește și informația ce urmează a se introduce în ROM.

După ce operația de programare s-a terminat, memoria 2708 este tratată de către microprocesorul 8080 ca un periferic de intrare, de la care realizează numai citiri. Astfel este posibil ca un program înregistrat în 2708 să fie ulterior executat, după ce în prealabil s-a făcut o verificare privind corectitudinea înregistrării în ROM.

Blocul numit „convertor de nivele și baza de timp” are două regimuri de funcționare, selectate manual printr-un comutator bipozițional. Pe poziția „programare” convertorul de nivele și baza de timp va genera nivelele și duratele necesare pentru semnalele ce intervin în regimul de programare. După ce operația de programare s-a terminat, comutatorul este trecut manual pe poziția „citire”, stare în care se asigură semnalele necesare regimului de citire din memoria 2708.

3. Convertorul de nivele și baza de timp

Schema în detaliu este dată în fig. 2. Dacă comutatorul este trecut pe poziția programare, atunci semnalul CS de la memoria 2708 ajunge la +12 Volt.

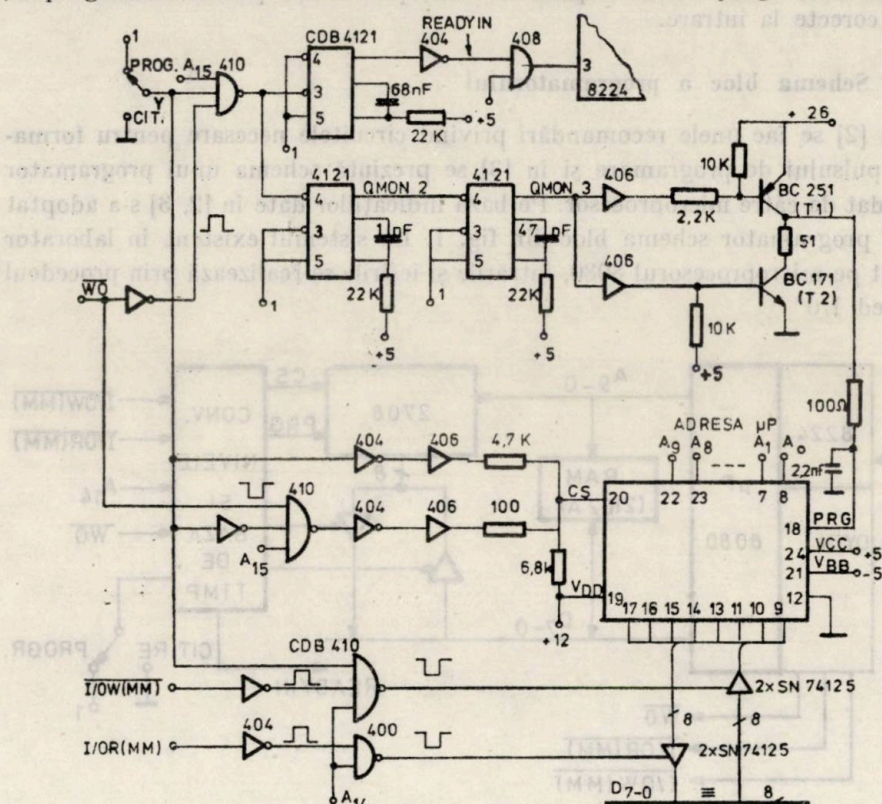


Fig. 2. Convertorul de nivele și baza de timp.

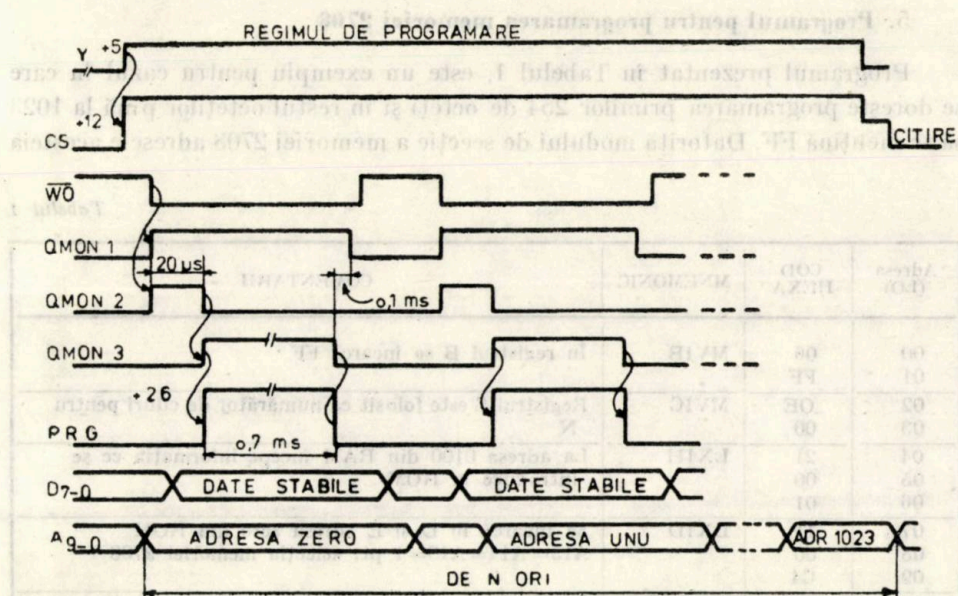


Fig. 3. Diagrama semnalelor în regimul de programare.

Semnalul WO, când trece de la nivelul unu la nivelul zero logic, indică faptul că instrucția în curs de execuție va realiza o operație de scriere. Această instrucție va trimite pe liniile de adresă A_{9-0} adresa zero și pe liniile de date D_{7-0} octetul ce trebuie înregistrat la adresa zero. Semnalul WO declanșează monostabilele QMON1 și QMON2 (fig. 3). Monostabilul QMON2 este acela care creează întârzierea de cel puțin 10 microsecunde față de apariția impulsului de programare, din momentul în care adresa și datele sînt stabile. Când QMON2 revine în starea zero, declanșează monostabilul QMON3 care determină durata impulsului de programare. Când $QMON3=1$ tranzistorul T2 este blocat și impulsul de programare (PRG) trece de la nivelul zero la +26 Volt. Monostabilul QMON1 are rolul de a menține microprocesorul în starea de așteptare TW, atîta timp cît se găsește în starea unu. Când QMON1 revine în starea zero microprocesorul părăsește starea de așteptare și procesul se repetă pentru adresa următoare.

Selecția memoriei 2708 ca și echipament periferic se face atunci cînd $A_{15}=A_{14}=1$. În regim de programare semnalul I/OW (MM), generat de către microprocesor, validează porțile de intrare, astfel că octetul prezentat pe D_{7-0} se aplică la intrările de date ale memoriei 2708.

Dacă comutatorul bipozițional este trecut pe poziția CITIRE, atunci monostabilele nu mai pot fi declanșate și $PRG=0$ Volt. Semnalul CS se menține la +5 Volt dacă memoria 2708 nu este selectată ($A_{15}=0$) sau dacă selectată fiind se încearcă o operație de scriere ($WO=0$).

4. Ștergerea memoriei 2708

Pentru ștergerea memoriei 2707 s-a folosit un bec cu vapori de mercur de 250 Watt (tip LVF 250, produs de Electrofar) la care s-a înălăturat balonul exterior. Capsula de memorie a fost așezată la o distanță egală cu 2,5 cm față de tubul interior și cu un ventilator de masă s-a asigurat o răcire suplimentară. După o expunere de 15–17 minute s-a constatat că de fiecare dată se produce o ștergere corectă a memoriei, adică în fiecare octet se înregistrează FF.

5. Programul pentru programarea memoriei 2708

Programul prezentat în Tabelul 1, este un exemplu pentru cazul în care se dorește programarea primilor 254 de octeți și în restul octeților pînă la 1023 să se mențină FF. Datorită modului de secție a memoriei 2708 adresele acesteia

Tabelul 1

Adresa (LO)	COD HEXA	MNEMONIC	COMENTARII
00 01	06 FF	MVIB	În registrul B se încarcă FF
02 03	0E 00	MVIC	Registrul C este folosit ca numărător de ciluri pentru N
04 05 06	21 00 01	LXIH	La adresa 0100 din RAM începe informația ce se introduce în ROM
07 08 09	11 00 C4	LXID	Se încarcă în D și E adresa zero din ROM A15=A14=A10=1 pt. selecția memoriei 2708
0A	7E	MOVA, M	RAM→A
0B	12	STAXD	A→ROM
0C	13	INXD	+1 în D și E
0D	23	INXD	+1 în H și L
0E	7B	MOVA, E	(E)→A
0F	B8	CMPB	Se compară A cu 225
10 11 12	C2 0A 00	JNZ	Dacă (A)<255 se revine la adresa 000A
13 14	3E FF	MVIA	FF→A
15	12	STAXD	A→ROM
16	7A	MOVA, D	(D)→A
17 18	FE C7	CPI	A=C7?
19 1A 1B	CA 20 00	JZ	Dacă A=C7 salt la adresa 0020
1C	13	INXD	+1→D, E
1D 1E 1F	C3 13 00	JMP	Salt necondiționat la adresa 0013
20	7B	MOVA, E	(E)→A
21	B8	CMPB	(A)=(B)?
22 23 24	C2 1C 00	JNZ	dacă nu, salt la adresa 001C
25	0C	INRC	+1 în C
26	79	MOVA, C	(C)→A
27	B8	CMP B	(A)=(B)?
28 29 2A	C2 02 00	JNZ	dacă nu se reia cu un nou ciclu de programare
2B	76	HALT	

sînt cuprinse între C400 (adresa 0) și C7FF (adresa 1023). Programarea completă a memoriei durează cca 4 minute. După programare sistemul permite fie o vizualizare manuală a conținuturilor adreselor din ROM, fie o verificare cu ajutorul unui alt program prin care se compară informația existentă în ROM cu cea existentă în RAM.

6. Concluzii

Din verificările experimentale făcute a rezultat de fiecare dată o programare corectă a memoriei. S-a verificat și faptul că după programare, printr-o nouă programare, un bit aflat în starea unu poate fi adus în starea zero.

De remarcat că dacă programul pentru programarea memoriei 2708 se găsește în același RAM cu informația ce urmează a fi introdusă în ROM — 2708, atunci pentru o programare completă este necesar ca memoria RAM să aibă o capacitate mai mare de 1 Koctet.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * „8080 Microcomputer systems user's manual“ pp. 5—45
2. B. Greene „Aplication of the INTEL 2708 8K erasable PROM“ Intel, A.P. 17, 1976.
3. D. Del Corso, „A programmer for the 2708“ Microscope, vol. II, Nr. 10, oct. 1977.

A PROGRAMMER FOR THE EPROM 2708 MEMORY

ABSTRACT

This paper describes a 2708 EPROM programmer controlled by a 8080 microprocesor. The 2708 ROM is treated as a peripheral device around 8080, and it is addressed using mapped I/O procedure. After programming, 2708 ROM can be used by 8080 as a read only memory.

SCHEME DE ARBITRARE A CONFLICTELOR ÎN SISTEMLILE MULTIPROCESOARE

DE

EMIL PETRIU, DORINA PETRIU, MARCO QUIJADA

Introducere

În sistemele multiprocesoare, deseori apare situația de conflict, cînd mai mult procesoare cer simultan acces la aceeași resursă comună. Deoarece, o resursă nu poate fi utilizată decît de către un singur procesor, este necesar să existe o schemă de arbitrare. Această schemă decide cărui procesor solicitant i-se alocă resursa. La terminarea utilizării resursei de către un procesor, se reia procedura de arbitrare a conflictului dintre cererile rămase în așteptare și eventual cele survenite între timp.

Deoarece cererile de alocare a resursei pot surveni în orice moment de timp, este necesar ca schemele de arbitrare a conflictelor să fie de tip asincron [1].

În lucrare se prezintă două modalități de realizare a unor scheme asincrone de arbitrare, folosind ca element de bază un circuit de arbitrare pentru doi utilizatori.

Convenții de semnalizare

Procedura de arbitrare presupune un schimb de mesaje între procesoarele care solicită alocarea resursei și schema de arbitrare a conflictelor. În cele ce urmează se va adopta pentru acest schimb de mesaje o convenție de semnalizare unanim acceptată [1]—[3].

În fig. 1 se prezintă schema bloc a unui arbitru care rezolvă conflictele de alocare a unei resurse comune într-un sistem de N procesoare. Un procesor „J“ care solicită alocarea resursei, semnalizează acest lucru arbitrului prin transmiterea unui nivel logic ridicat (HI) pe linia „CER J“. Procesorul va menține nivelul HI pe linia „CER J“ pînă cînd termină utilizarea resursei solicitate. Trecerea semnalului CER J de la HI la $\emptyset$ reprezintă pentru arbitru semnalul de terminare a utilizării resursei de către procesorul „J“. În caz de acceptare a cererii arbitrul semnalizează procesorului acest lucru prin transmiterea unui nivel logic HI pe linia „GAR J“ garantînd astfel procesorului „J“ posibilitatea utilizării resursei.

Arbitrul menține nivelul HI pe linia de răspuns „GAR J“ pînă cînd procesorul aflat în curs de servire semnalizează că a terminat de utilizat resursa. În cazul limită, cînd toate cele „N“ procesoare intră în concurență există nivelele HI pe toate liniile de cerere de acces CER I, $i=1, \dots, N$ dar la un moment dat, numai o singură linie de răspuns GAR J poate fi la nivel HI, toate celelalte linii GAR I, $i=1, \dots, N$; $i \neq J$ fiind menținute la nivel logic scăzut (L0).

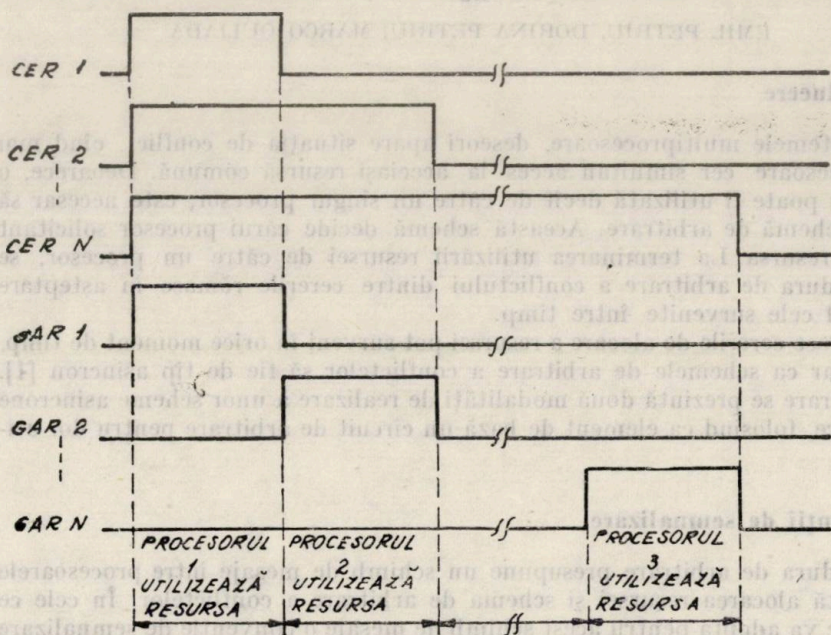
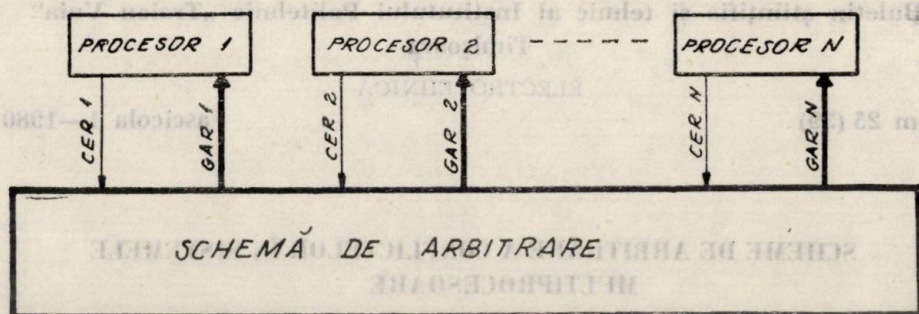


Fig. 1.

În caz de concurență procesoarelor li se garantează succesiv, în ordinea priorității lor, posibilitatea utilizării resursei comune. În cele ce urmează se vor analiza doar scheme de arbitrare cu arbitrare fixă de priorități.

Circuitul elementar, arbitru pentru două cereri

Circuitul elementar [2] constă dintr-un bistabil R-S și două trigger Schmitt conectate ca în fig. 2.

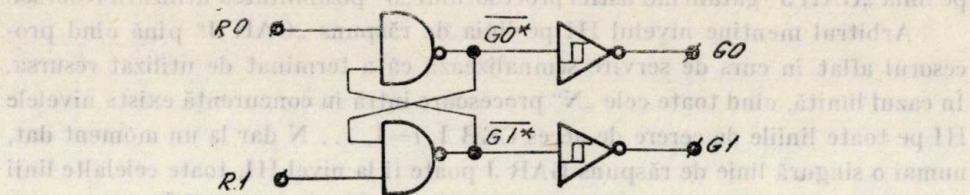


Fig. 2.

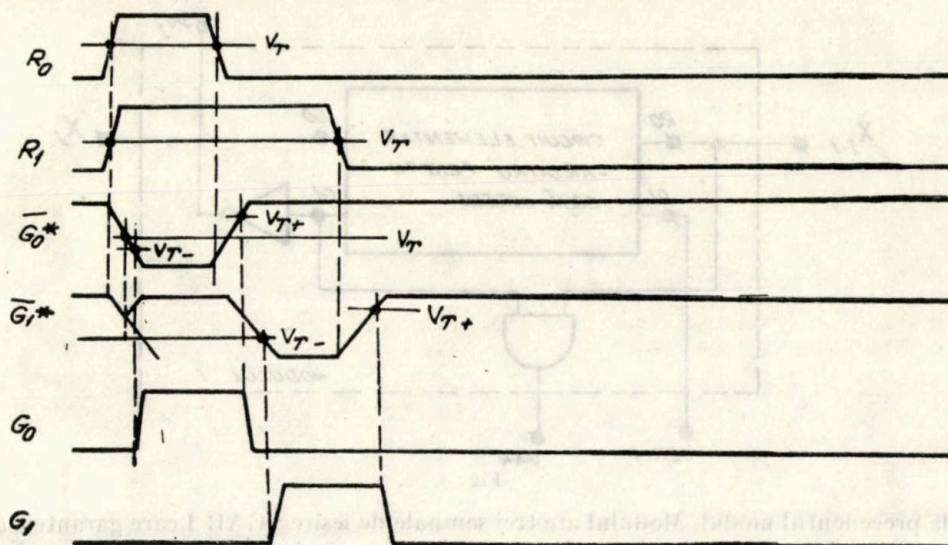


Fig. 3.

Spre deosebire de modul curent de acționare a bistabilului R-S, combinația semnalelor de intrare corespunzătoare stării de repaus este: $R_0 = L\emptyset$ și $R_1 = L\emptyset$ (chiar combinația interzisă pentru funcționarea normală ca bistabil). În repaus ambele porți SI-NU sînt invalidate, rezultînd pentru ieșirile circuitului valorile: $G_0 = L\emptyset$, $G_1 = L\emptyset$.

Atunci cînd apare o cerere de acces din partea unui utilizator, la intrarea corespunzătoare apare un nivel logic HI. Poarta SI-NU la care cererea are astfel la ambele intrări nivelul HI și comută în starea $L\emptyset$. Poarta se menține în această stare atît timp cît se menține și respectiva cerere de acces. Nivelul logic $L\emptyset$ de la ieșirea porții validate blochează cealaltă poartă, forțînd-o să rămînă în starea HI indiferent de eventualele cereri de acces care apar la intrarea acesteia.

Nivelul logic $L\emptyset$ de la ieșirea porții validate este inversat apoi de către triggerul Schmitt invertor astfel încît la ieșirea corespunzătoare a circuitului de arbitraj apare un nivel logic HI.

Dacă apar simultan două cereri (fig. 3), ambele porți SI-NU încep să comute din starea HI înspre starea $L\emptyset$. Practic însă, două porți nu pot fi identice astfel încît semnalul de la ieșirea uneia va atinge mai repede valoarea de prag de comutație. Acest semnal de ieșire invalidează cealaltă poartă, mai lentă și o forțează să revină în starea inițială. Impulsul parazit care apare la ieșirea porții lente este suprimat de către triggerul Schmitt astfel încît la ieșirea corespunzătoare a circuitului de arbitraj nu se resimte fenomen de hazard. Cererea de acces corespunzătoare porții celei mai rapide este deci prioritară în favoarea cererii cele mai prioritare (R_0).

Scheme de arbitraj pentru mai multe cereri realizate pe baza circuitului elementar

Conectînd circuitul elementar conform fig. 4, P. Corsini [2] a obținut un modul care poate fi conectat într-o configurație „în inel” capabilă să arbitreze N cereri concurente (fig. 5).

Modulul din fig. 4 arbitrează conflictul care poate apare între cererea de acces CER I provenită de la un procesor și cererea de acces X_{I-1} provenită de

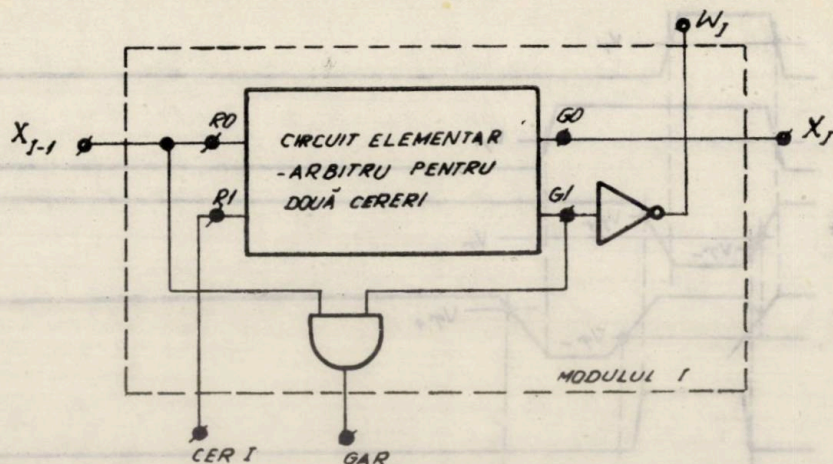


Fig. 4.

la precedentul modul. Modulul are trei semnale de ieșire : GAR I care garantează procesorului alocarea resursei, X_I care semnalizează starea de blocare a modului, W_I care semnalizează, în logică negativă că este în curs o alocare garantată procesorului I.

Ieșirile W_I , prevenind de la inversoare „cu colector în gol“, au posibilitate de interconectare în „SAU-cablat“.

Analizând schema din fig. 5 rezultă că în stare de repaus toate semnalele W_I ; $I=1, \dots, N$ sînt la nivel HI iar $W=L\emptyset$ blocînd poarta de generare a lui X_0 . De asemenea toate celelalte semnale $X_I=L$; $I=1, \dots, N$.

Atunci cînd apare o cerere de acces din partea unui procesor „J“, semnalul W_J corespunzător trece la valoarea $L\emptyset$. Ca urmare $W=HI$ astfel încît poarta SI are ambele intrări la HI și deci și X_0 devine HI.

Dacă cererea de acces a survenit din partea PROCESORULUI 1 semnalul $X_0=HI$ validează ieșirea GAR 1 (vezi fig. 4) garantînd acestui procesor alocarea resursei. Dacă cererea de acces nu a survenit de la PROCESORUL 1, circuitul elementar de arbitraj din MODULUL 1 dă cîștig de cauză cererii $X_0=HI$ astfel încît și $X_1=HI$. Nivelul HI se propagă în acest mod pe linia X pînă la intrarea primului modul, avînd în evidență o cerere de acces din partea unui procesor, unde validează ieșirea de garantare a resursei în folosul procesorului respectiv.

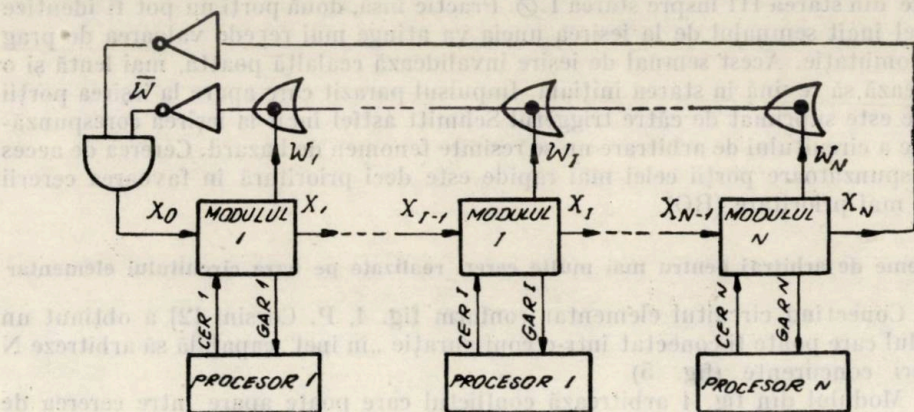


Fig. 5.

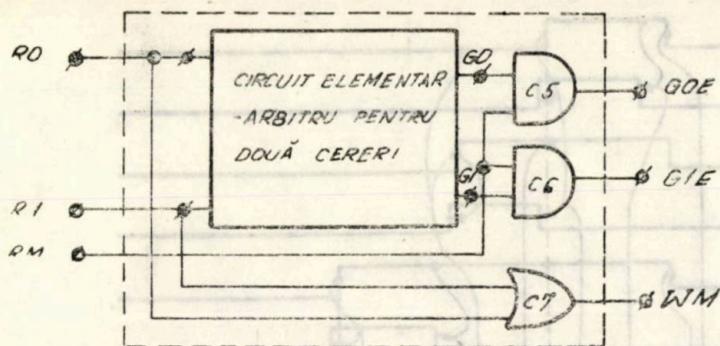


Fig. 6.

După ce procesorul termină utilizarea resursei solicitată semnalul HI de pe linia X blochează și modulul respectiv propagându-se mai departe, spre dreapta, pînă la următorul modul avînd o cerere în așteptare unde se repetă procedura de garantare descrisă mai înainte.

Propagarea nivelului HI pe linia X se face pînă ce acesta ajunge la X_N încheind astfel un ciclu. Pînă cînd propagarea nu a ajuns la X_N , modulele aflate în stînga modulului în curs de servire nu mai pot lua în evidență noi cereri de acces ce survin din partea procesoarelor respective. Evident, modulele aflate în dreapta pot lua în evidență cereri de acces la resursa.

După ce nivelul HI este propagat pînă la X_N se reia ciclul. În cadrul fiecărui nou ciclu de servire ordinea de prioritate este 1, 2, ... N. Odată servit însă, un modul nu mai poate fi servit a doua oară în decursul aceluiași ciclu.

Circuitul elementar — arbitru pentru două cereri (fig. 2) conectat conform principiului propus în [3], duce la o nouă structură de modul de arbitrare a conflictelor.

Modulul propus este superior celui descris în [3] deoarece necesită un număr mai mic de porți și nu reclamă utilizarea unor elemente suplimentare de întârziere.

Modulul are trei intrări RO, R1 (pentru cererile de acces de la procesoare) și R (care validează modulul). Ieșirile GOE și G1E reprezintă semnalele de garantare a utilizării resursei de către fiecare dintre cei doi utilizatori conectați la intrările RO și respectiv R1. Ieșirea WM reprezintă semnalul care semnalizează că modulul se află în stare de așteptare avînd de soluționat un conflict.

În fig. 7 se prezintă o structură arborescentă realizată pe baza modulului din fig. 6; permițînd arbitrarea a patru cereri concurente.

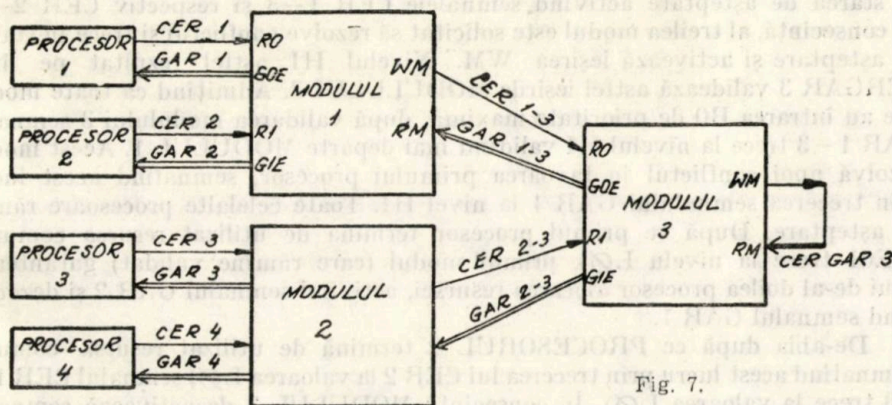


Fig. 7.

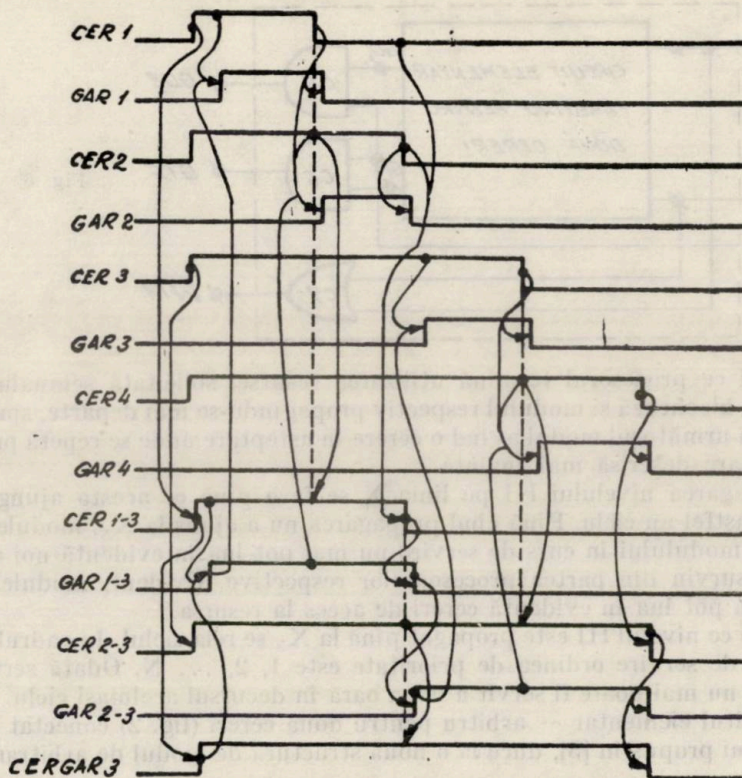


Fig. 8.

Structura este compusă din 3 module de tipul celor prezentate în fig. 6. Procesoarele concurente sînt conectate la modulele din primul nivel. Modulul din al doilea nivel arbitrează cererile provenite de la ieșirile WM ale modulelor din primul nivel. Ieșirea WM a ultimului modul este conectată la intrarea RM a aceluiași modul.

Funcționarea structurii de arbitrare este ilustrată de diagramele semnalelor de dialog dintre module, diagrame prezentate în fig. 8, corespunzătoare cazului limită a patru cereri concurente.

Ambele module din primul nivel sînt solicitate de cereri astfel încît trec în starea de așteptare activînd semnalele CER 1-3 și respectiv CER 2-3. În consecință, al treilea modul este solicitat să rezolve conflictul și trece în starea de așteptare și activează ieșirea WM. Nivelul HI astfel rezultat pe linia CERGAR 3 validează astfel ieșirile MODULULUI 3. Admițînd că toate modulele au intrarea R0 de prioritate maximă, după validarea modulului 3 semnalul GAR 1-3 trece la nivelul HI validînd mai departe MODULUL 1. Acest modul rezolvă apoi conflictul în favoarea primului procesor, semnalînd acest lucru prin trecerea semnalului GAR 1 la nivel HI. Toate celelalte procesoare rămîn în așteptare. După ce primul procesor termină de utilizat resursa comună, (RE01 trece la nivelul $L\emptyset$), primul modul (care rămîne validat) garantează celui de-al doilea procesor alocarea resursei, activînd semnalul GAR 2 și dezactivînd semnalul GAR 1.

De-abia după ce PROCESORUL 2 termină de utilizat resursa comună (semnalînd acest lucru prin trecerea lui CER 2 la valoarea $L\emptyset$) semnalul CER 1-3 trece la valoarea $L\emptyset$). În consecință MODULUL 3 dezactivează semnalul

GAR 1-3 și activează semnalul GAR 2-3, invalidînd primul modul și validîndu-l pe cel de-al doilea.

În momentul validării MODULULUI 2, aflat în așteptare, semnalul GAR 3 trece la nivelul HI ceea ce garantează PROCESORULUI 3 utilizarea resursei. După ce și acest procesor termină de utilizat resursa, semnalizează acest lucru prin trecerea LØ a lui CER 3. MODULUL 2 rămas validat dezactivează astfel ieșirea GAR 3 și activează ieșirea GAR 4 astfel încît în final și PROCESORULUI 4 i se garantează alocarea resursei comune.

În cadrul schemei prezentate ordinea de prioritate a procesoarelor este 1-2-3-4. Un procesor cu prioritate mai mare, va avea întotdeauna cîștig de cauză în conflictul cu alte procesoare de prioritate mai scăzută, chiar dacă cererea din partea sa survine după cererile din partea celorlalte procesoare.

În general, pentru arbitrarea conflictului dintre 2^N procesoare cu o schemă arborescentă sînt necesare $N-1$ module de tipul celor din fig. 6.

Concluzii

În lucrare sînt prezentate două tipuri de structuri, „în inel” și arborescentă, pentru arbitrarea conflictelor în sistemele multiprocesoare, folosind un circuit elementar — arbitru pentru două cereri.

Structura „în inel” funcționează ciclic conform unei ordini de priorități fixe în cadrul unui ciclu. Procesoarele sînt deservite în ordinea descrescătoare a priorității. Cererea provenind de la un procesor de prioritate mai ridicată decît cea a celui în curs de servire, nu este luată în considerare pînă cînd nu se termină ciclul în curs.

Structura arborescentă este complet rigidă, conflictul rezolvîndu-se întotdeauna în favoarea cererii celei mai prioritare la momentul de timp considerat.

BIBLIOGRAFIE

1. PLUMME, W. W.: Asynchronous arbiters, IEEE Trans. Comput., vol. C-21, Jan. 1972, pp. 37-42.
2. CORSINI, P.: N-user asynchronous arbiter, Electronics Letters, vol. 11, no. 1, Jan. 1975, Trans. Comput., vol. C-24, Sept. 1975, pp. 931-932.
3. PEARCE, R. C., FIELD J. A., LITTLE W. D.: Asynchronous arbiter module, IEEE Trans. Comput., vol. C-24, Sept. 1975, pp. 931-932.

ARBITER STUCTURES FOR CONFLICTS RESOLUTION IN MULTIPROCESSORS SYSTEMS

ABSTRACT

In multiprocessors systems conflict situations may occur when two or more processors share a common resource. An arbiter circuit must resolve request conflicts and allocate the shared resource only to one of the processors. Because the resource request may appear at any instant of time, a good arbiter must be an asynchronous one.

In the paper it is described a simple arbiter circuit for two users — able to be expanded in greater structures, resolving conflicts between more concurrent users. Implementing this circuit as two different arbiter module is possible to develop „round-robin” and „tree” multiusers arbiter structures. A functional analysis of these structures is done.

GAB 1 - 3 si activarea semnului GAB 2 - 3, inactivand primul modul si valo-
 rind-l pe cel de-al doilea.
 In momentul validării MODULULUI 2 aflat in asteptare, semnului GAB 2
 trece la nivelul H1 ceea ce garantează PROCESORULUI 2 utilizarea resurselor.
 După ce si acest procesor termină de utilizat resursele, semnificativ acest lucru
 prin trecerea L2 la nivelul H2, MODULUL 2 primește validat deactivarea celui
 restant GAB 2 si activarea celui GAB 1 astfel încât în final si PROCESORUL
 L21 si 1 sa garanteze utilizarea resurselor comune.
 In cadrul schemei prezentate ordinea de priorități a procesorilor este
 1-2-3-4. Un procesor cu prioritate mai mare, va avea întotdeauna câștig
 de cauză în conflictul cu alte procesoare de prioritate mai scăzută, chiar dacă
 acestea din urmă sa așeze după câteva din partea celorlalte procesoare.
 In general, pentru a fi înțeles conținutul diagramelor 2, procesorul cu o semnifica-
 tivitate mai mare decât 2, 1, trebuie să fie înțeles din fig. 6.

Concluzii

In lucrare sunt prezentate două tipuri de structuri, anume, si arborizante,
 pentru arbitrajul conflictelor în sistemele multiprocesor, folosind un circuit
 elementar - arbiter pentru două etape.
 Structura în trei funcționări este concepută astfel încât să
 funcționeze în cadrul unui circuit. Funcționările sunt descrise în ordine descrescătoare a
 priorității. Căderea priorității de la un procesor de prioritate mai ridicată decât
 cea a celui în curs de servit, nu este luată în considerare până când nu se termină
 ciclul în curs.
 Structura arborizantă este concepută astfel, conflictul rezolvându-se în
 defavoare celui care are prioritate în momentul de timp considerat.

BIBLIOGRAFIE

1. HELLMER, W. W.: *Asynchronous arbiters*, IEEE Trans. Comput., vol. C-31, Jan. 1972, pp. 37-43.
2. CORNELL, E.: *Arbiters for asynchronous arbiters*, Electronics Letters, vol. 11, no. 1, Jan. 1975, pp. 1-2.
3. FRANKEL, R. G., FIELD, A. A., LITTLE, W. D.: *Asynchronous arbiters*, module, IEEE Trans. Comput., vol. C-31, Sept. 1972, pp. 831-832.

ARBITER STRUCTURES FOR CONFLICT RESOLUTION IN MULTIPRO- CESSOR SYSTEMS

ABSTRACT

In multiprocessor systems conflict situations may occur when two or
 more processors share a common resource. An arbiter circuit must resolve re-
 quest conflicts and allocate the shared resource only to one of the processors.
 Because the resource request may appear at any instant of time, a good arbiter
 must be an asynchronous one.
 In the paper it is described a simple arbiter circuit for two users - able to
 be expanded in greater structures, resolving conflicts between more concurrent
 users. Implementing this circuit as two different arbiter modules is possible to
 develop "round-robin" and "tree" multiprocessor arbiter structures. A functional
 analysis of these structures is done.

INFLUENȚA MODULUI DE DEFINIRE A FUNCȚIILOR DE CORELAȚIE ȘI A FUNCȚIILOR DENSITATE SPECTRALĂ DE PUTERE ASUPRA RELAȚIILOR DE CALCUL UTILIZATE ÎN IDENTIFICAREA EXPERIMENTALĂ PRIN METODE STATISTICE

DE

ST. PREITL

1. Introducere

Metodele statistice de I.E. dezvoltate în domeniul timp sau în domeniul frecvență au ca rezultat M.M. aferente P.T. identificat exprimate sub forma f.p. $g(t)$ sau a f.r.f. $G(j\omega)$. Obținerea unor M.M. corecte pentru P.T. identificat necesită pe lângă respectarea condițiilor relative la efectuarea măsurătorilor și calculul f. cor. sau a f.d.s. — condiții relative la timpul de mediere T , intervalul de întârziere elementar $\Delta\tau$, timpul de întârziere maxim τ_m ș.a. [1] — și utilizarea unor relații de I.E. corect definite; aceste relații sînt funcție de modul de definire (calcul) a f.cor. respectiv f.d.s. Problema este deosebit de importantă în special în cazul I.E. a blocurilor S.A.R. cînd relațiile de calcul nu mai sînt evidente.

Plecînd de la unele inadvertențe întîlnite în literatură, în lucrare se prezintă influența modului de definire a f.cor. respectiv f.d.s. asupra relațiilor care trebuie utilizate în I.E. exemplificate pentru cazul I.E. a blocurilor S.A.R. perturbate de mai multe semnale aleatoare independente [2], [3].

2. Implicațiile modului de definire a F.COR. și F.D.S. asupra relațiilor utilizate în I.E. a P.T. conduse în circuit deschis

În literatura de specialitate f.cor. relative la două semnale aleatoare staționare $u(t)$ și $y(t)$, f.a.c. $\Phi_{uu}(\tau)$, $\Phi_{yy}(\tau)$ și f.i.c. $\Phi_{uy}(\tau)$ sînt definite frecvent sub două forme, funcție de semnul cu care se introduce timpul de întârziere τ , $\tau < T$ și la care pentru diferențiere s-au utilizat indicii superior „+” respectiv „-“ :

$$\begin{aligned}\Phi_{uu}^+(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u(t) u(t+\tau) dt, & \Phi_{uy}^+(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u(t) y(t+\tau) dt \\ \Phi_{uu}^-(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u(t) u(t-\tau) dt, & \Phi_{uy}^-(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u(t) y(t-\tau) dt.\end{aligned}\quad (1)$$

* Lucrarea reprezintă o sinteză a lucrărilor [2] și [3] prezentate la „Sesiunea de comunicări tehnico-științifice, Sect. a XII-a Automatică”, I.P.T.V. Timișoara 27—28 oct. 1979.

Legăturile dintre f.cor. definite în cele două moduri sint redade de rel. (2.a) și pot fi extinse ținînd cont de proprietățile generale ale f.cor., rel. (2.b) :

$$\begin{aligned}\Phi_{uu}^+(\tau) &= \Phi_{uu}^-(-\tau) & \Phi_{uu}^+(-\tau) &= \Phi_{uu}^-(\tau) \\ \Phi_{uy}^+(\tau) &= \Phi_{uy}^-(-\tau) & \Phi_{uy}^+(-\tau) &= \Phi_{uy}^-(\tau),\end{aligned}\quad (2.a)$$

$$\begin{aligned}\Phi_{uu}^+(\tau) &= \Phi_{uu}^-(\tau) & \Phi_{uu}^+(-\tau) &= \Phi_{uu}^-(-\tau) \\ \Phi_{uy}^+(\tau) &= \Phi_{yu}^-(\tau) & \Phi_{uy}^+(-\tau) &= \Phi_{yu}^-(-\tau) \\ \Phi_{yu}^+(\tau) &= \Phi_{uy}^-(\tau) & \Phi_{yu}^+(-\tau) &= \Phi_{uy}^-(-\tau).\end{aligned}\quad (2.b)$$

În baza legăturii care există între analiza din domeniul timp și analiza din domeniul frecvență, caracterizată prin relațiile Wiener-Hincin referitoare la f.cor. și f.d.s. :

$$\begin{aligned}\text{f.a.c.} \rightarrow \text{f.d.s.p.} : S_{uu}(\omega) &= \mathcal{F}\{\Phi_{uu}(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{uu}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ \text{f.i.c.} \rightarrow \text{f.d.i.p.} : S_{uy}(\omega) &= \mathcal{F}\{\Phi_{uy}(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{uy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau,\end{aligned}\quad (3)$$

celor două forme de definire a f.cor. le corespund următoarele două forme de calcul a f.d.s. (metoda de calcul directă) :

$$\begin{aligned}S_{uu}^+(\omega) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} [U_T(-j\omega) U_T(j\omega)], & S_{uy}^+(\omega) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} [U_T(-j\omega) Y_T(j\omega)] \\ S_{uu}^-(\omega) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} [U_T(j\omega) U_T(-j\omega)], & S_{uy}^-(\omega) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} [U_T(j\omega) Y_T(-j\omega)]\end{aligned}\quad (4)$$

în care $U_T(j\omega) = E\{\mathcal{F}\{U_T^{(k)}(t)\}\}$, $Y_T(j\omega) = E\{\mathcal{F}\{Y_T^{(k)}(t)\}\}$, $U_T^{(k)}(t)$ și $Y_T^{(k)}(t)$ fiind realizări particulare trunchiate ale semnalelor aleatoare $u(t)$ și $y(t)$.

Grupului de rel. (2) le corespund în domeniul frecvență relațiile de legătură (5) :

$$\begin{aligned}S_{uu}^+(\omega) &= S_{uu}^-(-\omega) & S_{uu}^+(-\omega) &= S_{uu}^-(\omega) \\ S_{uy}^+(\omega) &= S_{uy}^-(-\omega) & S_{uy}^+(-\omega) &= S_{uy}^-(\omega),\end{aligned}\quad (5.a)$$

$$\begin{aligned}S_{uu}^+(\omega) &= S_{uu}^-(\omega) & S_{uu}^+(-\omega) &= S_{uu}^-(-\omega) \\ S_{uy}^+(\omega) &= S_{yu}^-(\omega) & S_{uy}^+(-\omega) &= S_{yu}^-(-\omega) \\ S_{yu}^+(\omega) &= S_{uy}^-(\omega) & S_{yu}^+(-\omega) &= S_{uy}^-(-\omega).\end{aligned}\quad (5.b)$$

Diferențele dintre cele două forme de definire (calcul) a f.cor. respectiv f.d.s. au implicații asupra relațiilor de calcul care trebuie utilizate în I.E.

Pentru cazul I.E. a P.T. din fig. 1 efectuată în baza prelucrării statistice a semnalelor aleatoare (staționare de valoare medie nulă) de intrare $u(t)$ și de ieșire $y(t)$ a P.T. $y(t) = y(t) + z(t)$, $z(t)$ semnal perturbator, aleator staționar cu valoarea medie nulă [1], determinarea f.p. $g(t)$ se face în baza ec. Wiener-Hopf :

$$\Phi_{uy}^+(\tau) = \int_0^{\infty} g(t) \Phi_{uu}^+(\tau - t) dt, \quad \Phi_{yu}^-(\tau) = \int_0^{\infty} g(t) \Phi_{uu}^-(\tau - t) dt. \quad (6)$$

În ambele relații f.p., $g(t)$ este definită conform rel. (7) astfel încât să corespundă unui model fizic realizabil :

$$g(t) = \begin{cases} 0 & \text{ptr. } t \leq 0 \\ g(t) & \text{ptr. } t > 0 \end{cases} \quad (7)$$

În unele analize teoretice se operează cu funcția compusă $g(t)$ denumită funcție pondere extinsă

$$\tilde{g}(t) = \begin{cases} g^*(t) = g(-t') & \text{ptr. } t \leq 0 \quad (t' \geq 0) \\ g(t) & \text{ptr. } t > 0 \end{cases} \quad (8)$$

în care $g^*(t)$ reprezintă funcția pondere inversă (fără corespondent fizic real) [5]. Determinarea lui $g^*(t)$ se face cu ajutorul rel. (9) obținute în același mod ca și rel. (6) dar cu indicii f.i.c. inversați :

$$\begin{aligned} \Phi_{yu}^+(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \Phi_{uu}^+(\tau+t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} g(-t') \Phi_{uu}^+(\tau-t') dt' = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g^*(t) \Phi_{uu}^+(\tau-t) dt \\ \Phi_{uy}^+(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \Phi_{uu}^-(\tau+t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} g(-t') \Phi_{uu}^-(\tau-t') dt' = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g^*(t) \Phi_{uu}^-(\tau-t) dt \end{aligned} \quad (9)$$

Prin utilizarea relațiilor Wiener-Hincin, rel. (6) și (9) le corespund rel. (10) și (11) :

$$S_{uy}^+(\omega) = G(j\omega) S_{uu}^+(\omega) \quad S_{yu}^-(\omega) = G(j\omega) S_{uu}^-(\omega) \quad (10)$$

$$S_{yu}^+(\omega) = G^*(j\omega) S_{uu}^+(\omega) \quad S_{uy}^-(\omega) = G^*(j\omega) S_{uu}^-(\omega) \quad (11)$$

în care $G^*(j\omega) = G(-j\omega)$ reprezintă expresia complex conjugată a f.r.f. $G(j\omega)$.

Ca urmare în I.E. a unui P.T. în funcție de modul în care se calculează f.cor. respectiv f.d.s. se vor obține rezultate corecte numai prin utilizarea rel. (6) — în domeniul timp — și (10) în domeniul frecvență ; în ambele domenii relațiile de I.E. sub o formă sau alta coincid în conținut, diferența formală evidențiată în f.i.c. respectiv f.d.i.p. prin inversarea indicilor fiind datorată celor două moduri de definire (calcul) a acestora.

3. Implicațiile modului de definire a F.COR. și F.D.S. asupra relațiilor utilizate în I.E. a blocurilor S.A.R. perturbate de mai multe semnale aleatoare statistic independente

În multe situații în practică S.A.R. apar prin schema bloc standard pentru care în general numărul semnalelor perturbatoare poate fi identic cu numărul blocurilor schemei bloc — semnalele perturbatoare fiind obișnuit considerate transpuse pe ieșirile blocurilor.

În fig. 2 se consideră un S.A.R. dat prin schema bloc standard, aflat în regim staționar constant d.p.d.v. al semnalelor deterministe, asupra căruia acționează simultan trei semnale aleatoare staționare perturbatoare, în general nemăsura-

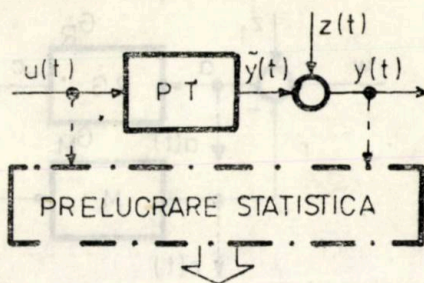


Fig. 1.

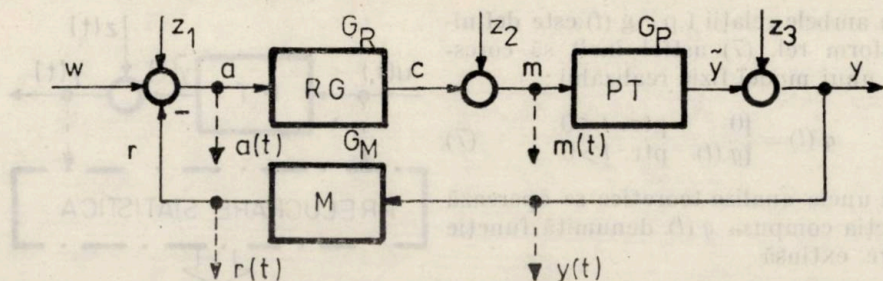


Fig. 2.

bile, $z_1(t)$, $z_2(t)$ și $z_3(t)$, al căror efect se utilizează în I.E. Este cunoscut faptul că în I.E. a blocurilor S.A.R. din măsurătorile unor mărimi interioare S.A.R. perturbate de semnale aleatoare exterioare (sau interioare) este strict necesar accesul la mai multe mărimi măsurabile [6]. În cazul de față pentru I.E. a celor trei blocuri ale S.A.R. din mărimile de funcționare normală va fi necesar accesul la patru mărimi măsurabile ale S.A.R. considerate în continuare $a(t)$, $m(t)$, $y(t)$ și $r(t)$. În aceste condiții este deosebit de avantajoasă dezvoltarea I.E. în domeniul frecvență.

Pe baza dependențelor dintre diferitele mărimi ale S.A.R. utilizând rel. de calcul (4) aplicate corespunzător, în funcție de modul de calcul a f.d.s. se obține cite un sistem algebric neliniar avînd ca și necunoscute principale $G_R(j\omega)$, $G_P(j\omega)$ și $G_M(j\omega)$ și ca necunoscute secundare (d.p.d.v. al rezultatului imediat al I.E.) f.d.s.p. ale semnalelor perturbatoare $S_{z1z1}(\omega)$, $S_{z2z2}(\omega)$ și $S_{z3z3}(\omega)$, considerate nemăsurabile. Prin substituții corespunzător efectuate se pot determina următoarele relații de I.E. a blocurilor S.A.R. [3] (pentru simplificarea scrierii s-a renunțat la explicitarea variabilelor „ $j\omega$ ” și „ ω ”):

— forma I de calcul a f.d.s. („+“):

$$G_R = \frac{S_{am}^- + S_{rm}^+}{S_{aa}^+ + S_{ra}^+}, \quad G_P = \frac{S_{am}^+ + S_{ry}^+}{S_{am}^+ + S_{rm}^+}, \quad G_M = \frac{S_{ar}^+ + S_{rr}^+}{S_{ay}^+ + S_{ry}^+} \quad (12)$$

— forma a II-a de calcul a f.d.s. („-“):

$$G_R = \frac{S_{ma}^- + S_{mr}^-}{S_{aa}^- + S_{ar}^-}, \quad G_P = \frac{S_{ma}^- + S_{yr}^-}{S_{ma}^- + S_{mr}^-}, \quad G_M = \frac{S_{ra}^- + S_{rr}^-}{S_{ya}^- + S_{yr}^-} \quad (13)$$

Din analiza rel. (12) și (13) rezultă clar faptul că neexplicitarea din prealabil a modului de definire a f.cor. respectiv de calcul a f.d.s. poate conduce la rezultate eronate în calculul f.r.f. $G_R(j\omega)$, $G_P(j\omega)$, $G_M(j\omega)$.

4. Observații finale și concluzii

Din cele prezentate în lucrare rezultă o serie de observații și concluzii importante pentru I.E. prin metode statistice, sintetizate prin următoarele:

a) Datorită posibilităților diferite de definire a f.cor. și ca urmare și de calcul a f.d.s. utilizarea oricărei relații de I.E. necesită cunoașterea modului de definire (calcul) al acestor funcții; problema este deosebit de importantă în cazul identificării blocurilor S.A.R. cînd relațiile de I.E. nu mai sînt evidente (a se vedea rel. (12) și (13)).

b) În vederea trecerii relațiilor de I.E. exprimate pentru o formă de definire (calcul) a f.cor. (f.d.s.) la relații echivalente exprimate pentru cealaltă formă de definire a f.cor. (f.d.s.) se utilizează grupul de relații (2).

c) În cazul I.E. a blocurilor S.A.R. în domeniul frecvență relațiile analitic. pot conține și funcția $G(-j\omega) = G^*(j\omega)$, expresia complex conjugată a f.r.f. utilizată de obicei numai ca mărime de calcul.

d) Dacă analiza se desfășoară concomitent în domeniul timp și în domeniul frecvență este indicată definirea relațiilor de trecere utilizate.

e) Identificarea prin metode statistice a blocurilor S.A.R. în prezența mai multor semnale aleatoare perturbatoare (staționare) nemăsurabile și al căror efect este utilizat în I.E., presupune efectuarea unui număr sporit de măsurători și de calcule.

f) Privind posibilitățile de utilizare a rel. (12) și (13) ținând cont de influența negativă a perturbațiilor asupra varianței estimării f.cor. [7] — se poate afirma că I.E. va fi cu atât mai bună (f.r.f. determinate vor fi cu atât mai exacte) cu cât unul dintre semnalele perturbatoare este mai preponderent în raport cu celelalte.

Această situație este realizată sigur în cazul utilizării unui semnal a'elor de probă aplicat din exterior — de ex. $z_1(t)$ sau $z_2(t)$ — când se pot utiliza și relații de I.E. mai simple.

g) Precizările aduse sint deosebit de utile și în cazul I.E. prin metode statistice cu utilizarea modelelor standard [8], caz în care neluarea în considerare a modului de definire a f.cor. conduce din nou la rezultate eronate.

h) Privind relațiile (4) de calcul a f.d.s. (metoda directă) prin intermediul operatorului densitate spectrală de putere, $D\{\}$ — definit în lucrarea [9] —, în contextul celor prezentate în lucrare este posibilă și definirea acestui operator în două moduri $D\{+}$, corespunzător rel. (4-a) și $D\{-}$, corespunzător rel. (4-b).

LISTA PRESCURTĂRILOR UTILIZATE

I.E. — identificare experimentală

M.M. — modele matematice

f.p. — funcția pondere

f.r.f. — funcția răspuns la frecvență

f. cor. — funcția de corelație (în general)

f.d.s. — funcția densitate spectrală de putere (în general)

S.A.R. — sistem automat de reglare

P.T. — proces tehnic

f.a.c. — funcția de autocorelație

f.i.c. — funcția de intercorelație

f.d.s.p. — funcția densitate spectrală (auto) de putere

f.d.i.p. — funcția densitate interspectrală de putere

BIBLIOGRAFIE

[1] Isermann, R.: *Experimentelle Analyse der Dynamik von Regelsystemen*, B. I. Mannheim (R.F.G.), 1971.

[2] Preitl, St.: „Influența modului de definire a funcțiilor de corelație și a funcțiilor densitate spectrală de putere asupra relațiilor utilizate în identificarea experimentală a proceselor”, Sesiunea de comunicări tehnico-științifice, secț. XII-a Automatică, I.P.T.V. Timișoara, 27—28 oct. 1979.

[3] Preitl, St.: Identificarea blocurilor sistemelor automate de reglare perturbate de mai multe semnale aleatoare independente”, Sesiunea de comunicări tehnico-științifice, secț. XII-a Automatică, I.P.T.V. Timișoara, 27—28 oct. 1979.

- [4] Penescu, C. ș.a.: *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*, București, Ed. Tehnică 1971.
- [5] Csáki, F.: „Szabályozások dinamikája”, A. K. Budapest (R.P.U.), 1974.
- [6] Solodownikow, W. W.: „Einführung in die statistische Dynamik linearer Regelungssysteme”, VEB Verlag Technik, Berlin (R.D.G.), 1963.
- [7] Preitl, St., Dragomir, T. L.: „Influența perturbațiilor asupra varianței estimării funcțiilor de corelație” *Lucrările Simpozionului de Informatică și Conducere* 7—9 Mai 1979, Cluj-Napoca.
- [8] Rajbman, N. S.: „The Application of Identification Methods in the U.S.S.R. — A Survey”, *Automatica (I.F.A.C.)*, 1976, vol. 12, pp. 73—95.
- [9] Gârlașu, St.: „Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice”, Craiova, Ed. Scrisul Românesc, 1978.

L'INFLUENCE DU MODE DE DÉFINITION DES FONCTIONS DE CORRELATION ET DES FONCTIONS DENSITÉ SPECTRALE DE PUISSANCE SUR DES RÉLATIONS DE CALCUL UTILISÉES DANS L'IDENTIFICATION EXPÉRIMENTALE PAR DES MÉTHODES STATISTIQUES

RÉSUMÉ

Dans le cadre de l'ouvrage on y présente les implications de la manière de définition des fonctions de corrélation et des fonctions densité spectrale en ce qui concerne l'identifications expérimentale par des méthodes statistiques des procès fonctionnant isolés et en système automatique du réglage. Les observations et les conclusions formulées soulignent l'importance du problème.

BERECHNUNGSVERFAHREN FÜR EINHEITSSPRUNGANTWORT- GÜTEKRITERIEN SYSTEMER DRITTER ORDNUNG

DE

E. HETTMAN, T. L. DRAGOMIR, ELENA VĂCĂRESCU

Die Gütekriterienkennlinien verschiedener dynamischer Systeme sind dem Projektierungsingenieur für den Entwurf der Regelungssysteme von grossem Nutzen. Sie wiedergeben den Verlauf der Gütekriterien des betrachteten dynamischen Systems, wenn einer seiner Parameter sich ändert und alle anderen unverändert bleiben. Von verschiedenen Gütekriterien die vorhanden sind, werden die Einheitssprungantwortkriterien (empirische Gütekriterien [1]) wie Ausregelzeit t_r , Überschwingweite σ_1 , Überschwingweitezeit t_M und Anregelzeit t_1 häufig verwendet. Die Anzahl der Systemklassen deren Gütekriterienkennlinien bereits berechnet wurden ist klein: Systeme erster Ordnung, Systeme zweiter Ordnung ohne oder mit Vorhalt und Systeme dritter Ordnung ohne Vorhalt [2, 3, 4, 5], also Systeme deren Einheitssprungantwort, nach Normierung der Zeit und der Ausgangsgrösse, von höchstens zwei Parametern, gewöhnlich Dämpfung und Verhältnis von Zwei charakteristischen Zeitkonstanten abhängt.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Berechnungsverfahren für Einheitssprungantwortgütekriterien untergedämpfter Systeme dritter Ordnung, mit der Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}{(s + \omega)(s^2 + 2d\omega_0 s + \omega_0^2)} \quad (1)$$

vorgeschlagen. Das Berechnungsverfahren wurde für den Entwurf eines Unterprogramms verwendet [6, 7], anhand dessen zwei Beispiele betrachtet werden. Im ersten Beispiel wurden Ergebnisse von [3] wiedergefunden und ergänzt. Die Gütekriterienkennlinien vom zweiten Beispiel stellen neue Ergebnisse dar.

Da das Problem sehr umfangreich ist werden nicht alle Etappen der Berechnungsstrategie rechtfertigt.

1. Grundgleichungen und Hilfsbetrachtungen

Es sei die Klasse der dynamischen Systeme, mit der Übertragungsfunktion
(1). Werden die Bezeichnungen:

$$x_1 = a_0 / (\omega \omega_0^2)$$

$$x_2 = (a_3 \omega^3 - a_2 \omega^2 + a_1 \omega - a_0) / (\omega(\omega_0^2 - 2d\omega\omega_0 + \omega^2))$$

$$x_3 = a_3 - x_1 - x_2$$

$$x_4 = a_2 - x_1(2d\omega_0 + \omega) - 2d2\omega_0 x_2 - \omega x_3$$

eingeführt, erhält man für die Einheitssprungantwort folgende Form :

$$h(t) = x_1 + x_2 \exp(-\omega t) + k_1 \exp(-d\omega_0 t) \cos(\omega_0 t \sqrt{1-d^2}) + \\ + k_2 \exp(-d\omega_0 t) \sin(\omega_0 t \sqrt{1-d^2}), \quad t > 0$$

wo

$$k_1 = x_3, \quad k_2 = (x_4 - x_3 \omega_0 d) / (\omega_0 \sqrt{1-d^2}).$$

Damit die Ermittlung vereinfacht wird, normiert man die Zeit durch die Gleichung $\tau = \omega_0 t$, wodurch die Einheitssprungantwort die Form :

$$h(\tau) = h(\infty) + a \cdot \exp(-\alpha\tau) + b \cdot \exp(-d\tau) \sin(\tau \sqrt{1-d^2} + \psi), \quad \tau > 0 \quad (2)$$

wo

$$h(\infty) = x_1, \quad a = x_2, \quad \psi = \arctg(k_1/k_2); \quad b = k_2/\cos \psi; \quad \alpha = \omega/\omega_0,$$

erhält. Diese Form wird als Grundgleichung für die Berechnung der Gütekriterien des Systems mit der Übertragungsfunktion (1) betrachtet.

Die errechneten Gütekriterien werden folgenderweise definiert :

— Anregelzeit :

$$\tau_1 = \min \{ \tau \mid h(\tau) - h(\infty) \}; \quad (3.1)$$

— Ausregelzeit :

$$\tau_r = \max \{ \tau \mid h(\tau) - h(\infty) = \varepsilon \}, \quad (3.2)$$

wo 2ε die Breite der Beruhigungszone darstellt [5] (Toleranzbereich [1]) ;

— Anzahl der Schnittpunkte der Einheitssprungantwort mit der Endwertlinie ($h(\tau) = h(\infty)$), die links von τ_r liegen, n_0 ;

— Überschwingweite und Überschwingzeit :

$$\sigma_1 = \max \{ h(\tau) - h(\infty) \}$$

$$\tau_m = \{ \tau \mid h(\tau) - h(\infty) = \sigma_1 \}$$

Für $a_3 > a_0/(\omega\omega_0^2)$, also $h(0_+) > h(\infty)$ ersetzt man den positiven durch einen negativen Einheitssprung, oder ändert man in allen Definitionsgleichungen das Vorzeichen von $h(\tau)$ und $h(\infty)$.

Weiter wird angenommen, dass ein Unterprogramm für die Berechnung der Lösung einer transzendenten Gleichung in einem beschränkten Intervall in dem mit Sicherheit eine einzige Lösung enthalten ist, zur Verfügung steht (z.B. das Unterprogramm RAFXØ aus der mathematischen Bibliothek der IRIS-Systeme). Der Ermittlung solcher Intervalle liegen die Hilfsbetrachtungen (i)–(iii) zugrunde.

(i) Die Monotonie-Intervalle der Funktion $h(\tau)$ werden mit Hilfe ihrer Ableitung in Verhältnis mit τ :

$h(\tau) = -\alpha a \exp(-\alpha\tau) + b \exp(-d\tau) \cos(\tau \sqrt{1-d^2} + \psi + \varphi)$, $\varphi = \arcsin d$, bestimmt. Sie ergeben sich als Zeitintervalle, die von aufeinanderfolgenden Lösungen der transzendenten Gleichung $\dot{h}(\tau) = 0$, oder

$$\frac{\alpha a}{b} \exp((d-\alpha)\tau) = \cos(\tau \sqrt{1-d^2} + \psi + \varphi), \quad \varphi = \arcsin d \quad (4)$$

begrenzt sind. Die Gl. (4) hat keine Lösung, wenn :

$$\gamma(\tau) = \left| \frac{\alpha a}{b} \exp((d-\alpha)\tau) \right| > 1.$$

In Abb. 1 wurden alle möglichen Fälle graphisch dargestellt. Diese Ungleichung ist in den gestrichelten Intervallen erfüllt. Es wurden folgende Bezeichnungen benützt :

$$\tau_x = \frac{1}{\alpha-d} \ln \left| \frac{\alpha a}{b} \right|; w = \left| \frac{\alpha a}{b} \right| - 1 = \gamma(0) - 1.$$

Die in Abb. 1 zusammengefassten Fälle führen zu einer Aufteilung der in Betracht genommenen Systeme in 4 Unterklassen D1...D4, nach der Anwesenheit der Monotonie-Intervallen, sowie ihrer Lage in Verhältnis zu τ_x . Zur Unterklasse D1 gehören die Fälle in denen die Gl. (4) auf der ganzen reellen rechten Halbachse Lösungen haben kann, zur Unterklasse D2 der Fall in dem Gl. (4) auf der Strecke $[0, \tau_x]$ Lösungen haben kann, zur Unterklasse D3 der Fall in dem Gl. (4) auf dem Strahl $[\tau_x, \infty)$ Lösungen haben kann, und zur Unterklasse D4, die Fälle in denen Gl. (4) keine Lösungen hat (die Sprungantwort ist streng monoton).

(ii) Auch für die Lösung der Gl. (4) müssen Intervalle, auf denen diese Gleichung eine einzige Wurzel hat, bestimmt werden. Da das linke Glied der Gleichung monoton ist, werden diese Intervalle von den Extremen der Funktion $\cos(\tau/\sqrt{1-d^2} + \psi + \varphi)$ auf eine Länge von $\pi/\sqrt{1-d^2}$ begrenzt. Gl. (4) hat in jeder dieser Intervalle mit Ausnahme des Intervalls das $\tau = \tau_x$ enthält höchstens eine Lösung. Gl. (4) kann im Intervall das den Punkt $\tau = \tau_x$ enthält zwei Lösun-

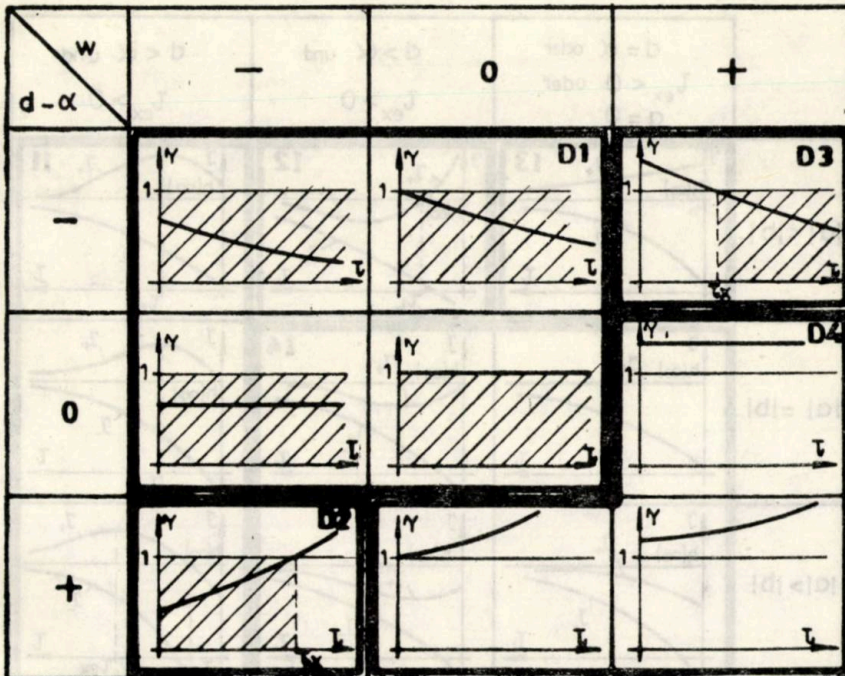


Abb. 1. Die Aufteilung der Systemen dritter Ordnung in die Unterklassen D1...D4.

gen haben, weshalb dieses Intervall noch einmal geteilt werden muss. Diese zweite Teilung wird mit Hilfe der zweiten Ableitung der Sprungantwort :

$\ddot{h}(\tau) = \alpha^2 a \exp(-\alpha\tau) - b \exp(-d\tau) \sin(\tau\sqrt{1-d^2} + \psi + 2\varphi)$, $\varphi = \arcsin d$, durchgeführt.

(iii) Gl. (2), mit $\sin(\tau\sqrt{1-d^2} + \psi) = \pm 1$ definiert die Hüllkurven :

$$J_{\pm}(\tau) = h(\infty) + a \exp(-\alpha\tau) \pm b \exp(-d\tau)$$

die den Maxima, bzw. Minima der Sprungantwort entsprechen.

Erstens erlauben diese Hüllkurven die Definierung eines Majorantes der Ausregelzeit

$$\tau_{ra} = \max \{ \tau \mid |J_{\pm}(\tau) - h(\infty)| = \varepsilon \}.$$

Anhand des Verhältnisses zwischen τ_{ra} und der Periode $2\pi/\sqrt{1-d^2}$ unterscheidet man zwei Systemarten : stark gedämpfte Systeme, für $\tau_{ra} \leq 10\pi/\sqrt{1-d^2}$, bzw. schwach gedämpfte Systeme, für $\tau_{ra} > 10\pi/\sqrt{1-d^2}$.

Zweitens ist die Analysierung von Abb. 2 zu erwähnen. Die Analyse bezieht sich auf die gegenseitige Lage der Hüllkurven, sowie ihrer Lage relativ zur Geraden $h=h(\infty)$ (Endwertlinie). Die Zeit :

$$\tau_{ex} = \frac{1}{d-\alpha} \ln \left| \frac{d b}{a a} \right|$$

entspricht dem Höchstwert der Hüllkurve $J_+(\tau)$, wenn diese Kurve einen Höchstwert hat. Die Zeitwerte :

$$\tau_{r0} = \min \{ \tau \mid J_+(\tau) \geq h(\infty) \} \text{ und } \tau_L = \max \{ \tau \mid J_+(\tau) \geq h(\infty) \}$$

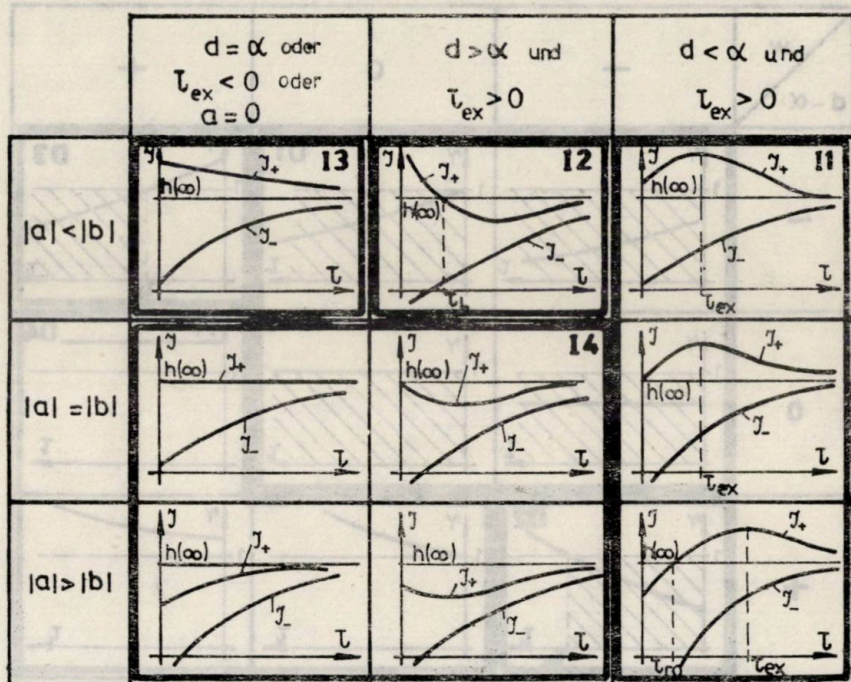


Abb. 2. Die Aufteilung der Systemen dritter Ordnung in die Unterklassen II ... I4.

stellen ein Minorant, bzw. ein Majorant der Anregelzeit dar. Auch die in Abb. 2 zusammengefassten Fälle führen zu einer Teilung der in Betracht genommenen Systeme in vier Unterklassen I1–I4. Der Unterklasse I1 gehören die Fälle in denen die Hüllkurve $J_+(\tau)$ im Punkt $\tau=\tau_{ex}$ ein Höchstwert hat. Der Unterklasse I2 gehört der Fall wenn die Hüllkurve $J_+(\tau)$ die Endwertlinie im Punkt $\tau=\tau_L > 0$ überschreitet, und für $\tau=\tau_{ex}$ ein Minimum hat. Zur Unterklasse I3 gehören die Fälle für die τ_{ex} nicht definierbar ist und die Endwertlinie zwischen den Hüllkurven liegt. Zur Unterklasse I4 gehören die Fälle für die beide Hüllkurven unter der Endwertlinie liegen.

Der Zusammenhang zwischen den zwei Typen von Unterklassen ist für die Berechnung der Einheitssprungantwortgütekriterien nicht wichtig. Laut der Berechnungsstrategie, die im nächsten Abschnitt beschrieben wird, ist jeder konkreter Fall in eine D-Unterklasse und einer I-Unterklasse einzuordnen.

2. Berechnungsstrategie der Gütekriterien

Da man die Minimisierung der Rechnungen in Betracht zieht, wird die Berechnung der Gütekriterien für stark, bzw. schwach gedämpfte Systeme unterschiedlich durchgeführt.

A. Stark gedämpfte Systeme. In diesem Fall werden erstens alle Extreme der Einheitssprungantwort im Intervall $[0, \tau_{ra}]$ bestimmt. Die Berechnung der Extreme wird laut dem Punkt (ii) des ersten Abschnitt durchgeführt, also werden die Extreme auf Intervallen mit der Länge $\pi/\sqrt{1-d^2}$ berechnet. Eine Ausnahme bildet das erste Intervall, von welchem nur der Teil, der der reellen positiven Halbachse angehört benutzt wird. Als letztes Intervall gilt das Intervall, das den Punkt $\tau=\tau_{ra}$ enthält. Es seien $\tau_{e1}, \tau_{e2}, \dots, \tau_{ek}$ die auf dieser Weise gefundenen Lösungen der Gl. (4). Anhand dieser Zeitwerte werden folgende Zahlenfolgen gebildet:

$$\mathcal{S}_\tau = \{\tau_{e0}, \tau_{e1}, \tau_{e2}, \dots, \tau_{ek}, \tau_{ek+1}\}, \text{ mit } \tau_{e0} = 0, \tau_{ek+1} = \tau_{ra};$$

$$\mathcal{S}_h = \{h(\tau_{e0}), h(\tau_{e1}), h(\tau_{e2}), \dots, h(\tau_{ek}), h(\tau_{ek+1})\}.$$

Weiter wird aus der Zahlenfolge $\mathcal{S}_h$ das letzte Paar $\{h(\tau_{ep}), h(\tau_{ep+1})\}$ wofür $|h(\tau_{ep}) - h(\infty)| > \varepsilon$ und $|h(\tau_{ep+1}) - h(\infty)| < \varepsilon$ gesucht.

Nach der Bestimmung dieses Paares ergibt sich die Ausregelzeit als Lösung der Gl. (3.2) im Intervall $[\tau_{ep}, \tau_{ep+1}]$. Durch bestimmen des Höchstwertes der Reihenfolge $\mathcal{S}_h$, z.B. $h(\tau_{eq})$ erhält man die Überschwingung $(\sigma_1 = h(\tau_{eq}) - h(\infty))$. Der entsprechende Zeitwert τ_{eq} gilt als Überschwingungszeit ($\tau_M = \tau_{eq}$).

Es ist klar dass, wenn $h(\tau_{eq}) \leq h(\infty)$ die Ausregelzeit als einziger sinnvoller Gütekriterium in Betracht genommen werden kann.

Wenn die Berechnung den Anregelzeit τ_1 Sinn hat, wird aus der Zahlenreihe $\mathcal{S}_h$ das erste Zahlenpaar $\{h(\tau_{es}), h(\tau_{es+1})\}$ für $h(\tau_{es}) \leq h(\infty)$ und $h(\tau_{es+1}) \geq h(\infty)$ ausgewählt. Anschliessend wird die Anregelzeit τ_1 als Lösung der Gl. (3.1) auf dem Intervall $[\tau_{es}, \tau_{es+1}]$ gesucht.

Zuletzt wird die Anzahl der Schnittpunkte der Einheitssprungantwort mit der Endwertlinie mittels Zählung der Zeichenänderungen die in der Zahlenfolge:

$$\mathcal{S}_h = \{h(\tau_{e0}) - h(\infty), h(\tau_{e1}) - h(\infty), \dots, h(\tau_{ek}) - h(\infty)\}$$

erscheinen, berechnet.

B. Schwach gedämpfte Systeme. Als erster Schritt wird, mittels $\omega, d, \alpha, \tau_{ex}, a$ und b festgelegt, welcher D-Unterklasse und welcher I-Unterklasse das System gehört. Die Berechnung der Ausregelzeit benötigt nur die Festlegung der D-

Angehörigkeit, während die Berechnung der anderen Gütekriterien auch die Festlegung der I-Angehörigkeit benötigt.

Für die Erläuterung des Verfahrens, das zur Berechnung der Ausregelzeit verwendet wird, wird vorausgesetzt, dass das System der Unterklasse D1 angehört. In diesem Fall werden die Extreme der Einheitssprungantwort nacheinander, von τ_{ra} nach links (anfangend mit τ_{ra}), berechnet und analysiert. Die Berechnung der Extreme wird laut dem Punkt (ii) des ersten Abschnittes durchgeführt, und so lange fortgesetzt, bis ein Extrem das ausserhalb der Beruhigungszone liegt, gefunden wird. Sei τ_{ep} der Zeitpunkt, der diesem Extrem entspricht, und $\tau_{e,p+1} > \tau_{ep}$ der Zeitpunkt, der dem Extrem, das im vorherigen Schritt analysiert wurde, entspricht. Ähnlich dem Fall stark gedämpfter Systeme, wird die Anregelzeit als Lösung der Gl. (3.2) im Intervall $[\tau_{ep}, \tau_{e,p+1}]$ gesucht. Im Grenzfall können Situationen wie $\tau_{ep} = 0$ oder/und $\tau_{e,p+1} = \tau_{ra}$ auftreten.

Wenn das System der Unterklasse D4 gehört, nimmt man $\tau_{ep} = 0$ und $\tau_{e,p+1} = \tau_{ra}$ und löst, ohne eine weitere Analyse durchzuführen, die Gl. (3.2) im Intervall $[\tau_{ep}, \tau_{e,p+1}]$.

Falls das System der Unterklasse D2 angehört wird es, wenn $|h(\tau_x) - h(\infty)| > \varepsilon$, im Intervall $[0, \tau_x]$ wie im Falle D1, bzw. wenn $|h(\tau_x) - h(\infty)| \geq \varepsilon$ wie im Falle D4, mit $\tau_{ep} = \tau_x$, behandelt.

Gehört das System der Unterklasse D3, wird die Strecke $[\tau_x, \tau_{ra}]$ wie im Falle D1 analysiert; wenn $\tau_r \notin [\tau_x, \tau_{ra}]$ wird die Anregelzeit wie im Falle D4 im Intervall $[\tau_{ep}, \tau_{e,p+1}] \equiv [0, \tau_x]$ gesucht.

Zur Bestimmung der Überschwingweite σ_1 und Überschwingzeit τ_M werden die Extreme der Sprungantwort in fünf nacheinander liegenden Strecken (Strecken der Art die laut Punkt (ii) des ersten Abschnittes definiert werden), die so gewählt werden dass der Punkt $\tau = \tau_{ex}$ der dritten dieser Strecken zugehört. Weiter wird aus der Menge der gefundenen Extremwerte der Höchstwert gesucht. Es sei $h(\tau_{e2})$ dieser Höchstwert und τ_{e2} der entsprechende Zeitpunkt. Diese Werte werden wie im Falle der stark gedämpften Systeme betrachtet.

Wenn die Berechnung der Anregelzeit τ_1 Sinn hat, werden die Extreme der Einheitssprungantwort, die rechts von τ_{r0} liegen, nacheinander berechnet und analysiert, bis man ein Extrem, das oberhalb der Endwertlinie liegt, findet. Sei $\tau_{e,s+1}$ der Zeitpunkt, der diesem Extrem entspricht, und $\tau_{e,s}$ der Zeitpunkt, der dem Extrem, das im vorigen Schritt analysiert wurde, entspricht. Die Anregelzeit wird als Lösung der Gl. (3.1) im Intervall $[\tau_{e,s}, \tau_{e,s+1}]$ gesucht.

Wenn τ_1 , τ_r und τ_L bereits berechnet sind, wird die Zahl n_0 für Systeme der Unterklassen I1 und I3 mit der Gleichung:

$$n_0 = (\tau_r - \tau_1) \pi / \sqrt{1 - d^2}$$

bzw. für Systeme der Unterklasse I2 mit der Gleichung

$$n_0 = (\tau_L - \tau_1) \pi / \sqrt{1 - d^2}$$

berechnet.

Die Beschriebenen Verfahren werden mit der Bemerkung, dass in den Fällen I4 und D4 nur die Berechnung der Ausregelzeit Sinn hat, ergänzt.

3. Beispiele

Anhand der vorgeschlagenen Berechnungsstrategie wurde ein Programm für die Berechnung des Einheitssprungantwortgütekriterien eines Systems mit der Übertragungsfunktion (1) entworfen. Das Ablaufdiagramm des Pro-

gramms ist in [7] wiedergegeben. Es wurde die FORTRAN IV - Programmiersprache benutzt. Weiter werden zwei von den in Betracht genommen Beispiele behandelt.

Beispiel 1.

Es sei die Klasse linearer dynamischer Systeme mit der Übertragungsfunktion :

$$G(s) = \frac{\omega \omega_0^2}{(s + \omega)(s^2 + 2d\omega_0 s + \omega_0^2)} \quad (5)$$

gegeben. Ein Teil der berechneten Gütekriterien mit $\beta = \omega/\omega_0$ als Parameter wurden in der Tabelle 1 zusammengefasst. Die Abbildungen 3, 4 und 5 stellen die Kennlinien für τ_1 , τ_M und σ_1 dar. In Folge der verwendeten Zeitnormierung, sind die reellen Zeitgütekriterien mit den Gleichungen :

$$l_1 = \tau_1/\omega_0; \quad l_r = \tau_r/\omega_0; \quad l_{ra} = \tau_{ra}/\omega_0; \quad l_M = \tau_M/\omega_0 \quad (6)$$

zu berechnen.

Tabelle 1

	β	.45	.50	.60	.70	.80	1.00	1.25	2.00	5.00	∞
d=.1	τ_1	3.56	3.37	3.11	2.92	2.78	2.59	2.42	2.16	1.88	1.67
	τ_r	30.08	30.21	32.90	33.14	33.21	35.92	36.02	38.47	38.54	38.38
	τ_{ra}	30.65	31.54	32.98	34.10	34.97	36.23	37.21	38.47	39.17	39.17
	σ_1	.15	.20	.29	.35	.41	.48	.55	.64	.71	.72
	τ_M	4.58	4.50	4.36	4.25	4.16	4.01	3.88	3.64	3.35	3.15
	n_0	9.00	9.00	10.00	10.00	10.00	11.00	11.00	12.00	12.00	12.00
d=.2	τ_1	4.06	3.78	3.42	3.19	3.02	2.79	2.61	2.32	2.01	1.80
	τ_r	14.98	15.00	15.05	17.39	17.00	17.69	17.70	17.59	19.74	19.60
	τ_{ra}	15.81	16.14	16.83	17.40	17.85	18.48	18.96	19.54	19.76	19.66
	σ_1	.06	.10	.17	.23	.27	.33	.38	.46	.51	.52
	τ_M	4.85	4.74	4.56	4.42	4.31	4.13	3.98	3.71	3.41	3.20
	n_0	4.00	4.00	4.00	5.00	5.00	5.00	5.00	5.00	6.00	6.00
d=.3	τ_1	10.52	4.39	3.84	3.53	3.32	3.04	2.83	2.50	2.17	1.96
	τ_r	9.76	9.58	9.40	11.72	11.82	11.86	11.83	11.68	11.42	11.23
	τ_{ra}	11.72	11.56	11.65	11.93	12.21	12.63	12.94	13.28	13.33	13.19
	σ_1	.00	.03	.09	.13	.17	.22	.26	.32	.36	.37
	τ_M	11.54	5.10	4.85	4.67	4.53	4.31	4.13	3.83	3.50	3.29
	n_0	.00	2.00	2.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00
d=.4	τ_1	18.68	11.36	4.44	3.99	3.71	3.36	3.10	2.73	2.37	2.16
	τ_r	9.92	9.59	9.25	9.16	9.15	9.13	9.08	8.89	8.61	8.40
	τ_{ra}	10.32	9.85	9.43	9.39	9.50	9.77	9.99	10.20	10.15	9.99
	σ_1	.00	.00	.03	.07	.10	.14	.17	.21	.24	.25
	τ_M	19.20	12.20	5.28	5.02	4.83	4.56	4.34	3.99	3.64	3.42
	n_0	.00	.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00

Tabelle 1 (Fortsetzung)

	β	.45	.50	.60	.70	8.00	1.00	1.25	2.00	5.00	∞
d=.5	τ_1	.00	.00	.00	4.64	4.23	3.77	3.46	3.02	2.63	2.41
	τ_r	9.86	9.13	4.99	6.28	6.58	6.63	6.53	8.39	8.26	8.07
	τ_{ra}	9.86	9.21	8.43	8.11	8.04	8.14	8.28	8.39	8.28	8.11
	σ_1	.00	.00	.00	.02	.05	.08	.10	.13	.15	.16
	τ_M	.00	.00	.00	5.55	5.28	4.92	4.64	4.23	3.84	3.62
	n_0	.00	.00	.00	1.00	1.00	1.00	1.00	2.00	2.00	2.00
d=.6	τ_1	.00	.00	.00	.00	.00	4.34	3.93	3.41	2.90	2.76
	τ_r	9.75	8.61	6.04	5.14	4.67	5.74	6.73	6.48	6.15	5.94
	τ_{ra}	9.82	9.05	8.04	7.51	7.25	7.16	7.22	7.25	7.07	6.89
	σ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.04	.05	.07	.09	.09
	τ_M	.00	.00	.00	.00	.00	5.43	5.07	4.57	4.15	3.92
	n_0	.00	.00	.00	.00	.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
d=.7	τ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.00	4.63	3.90	3.51	3.28
	τ_r	9.90	8.86	7.12	6.07	5.46	4.79	6.48	6.46	6.18	5.97
	τ_{ra}	10.01	9.17	8.01	7.30	6.90	6.60	6.56	6.49	3.26	6.06
	σ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.02	.03	.04	.04
	τ_M	.00	.00	.00	.00	.00	.00	5.72	5.10	4.62	4.39
	n_0	.00	.00	.00	.00	.00	.00	1.00	1.00	1.00	1.00
d=.8	τ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.00	5.78	4.93	4.39	4.16
	τ_r	10.28	9.36	7.96	7.02	6.38	5.61	5.09	4.45	3.98	3.75
	τ_{1a}	10.34	9.48	8.23	7.42	6.90	6.39	6.21	6.02	5.73	5.52
	σ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.01	.01	.01
	τ_M	.00	.00	.00	.00	.00	.00	6.84	6.00	5.47	5.23
	n_0	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00
d=.9	τ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	7.03	.00	6.17
	τ_r	10.77	9.93	8.71	7.88	7.30	6.56	6.03	5.38	4.92	4.69
	τ_a	10.78	9.94	8.72	7.89	7.31	6.61	6.23	5.85	5.48	5.26
	σ_1	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00
	τ_M	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	8.07	.00	7.20
	n_0	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00

Die Gütekriterien dieser Klasse linearer dynamischer Systeme, $\tau_1=f(d)$, $\tau_{ra}/\tau_1=f(d)$, $\sigma_1=f(d)$ und $\tau_M=f(d)$ für $\beta=0,45; 0,5; 0,6; \dots; 2; 5; \infty$, wurden im Jahre 1969 von G.A. Jones berechnet [3]. Das erwähnte Programm hat für σ_1 und τ_M zu praktisch identische Ergebnisse geführt. Für τ_1 und τ_{ra} sind die Unterschiede beachtenswert. Die genaue Ausregelzeit τ_r ist in [3] nicht angegeben.

Abb. 6 erlaubt den Vergleich der Verläufe von τ_r und τ_{ra} . Das Beispiel führt zu einer allgemein gültigen Bemerkung: die genaue Ausregelzeit τ_r hat für $d \in (0,1)$ einen unstätigen Verlauf, mit Sprünge die den Werten von d für die $\tau_r=\tau_{ra}$ entsprechen.

Beispiel 2. Es sei die Klasse der linearen dynamischen Systeme mit der Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{\omega_0^3}{\omega_d} \frac{s + \omega_d}{(s + \omega_0)(s^2 + 2d\omega_0 s + \omega_0^2)} \quad (7)$$

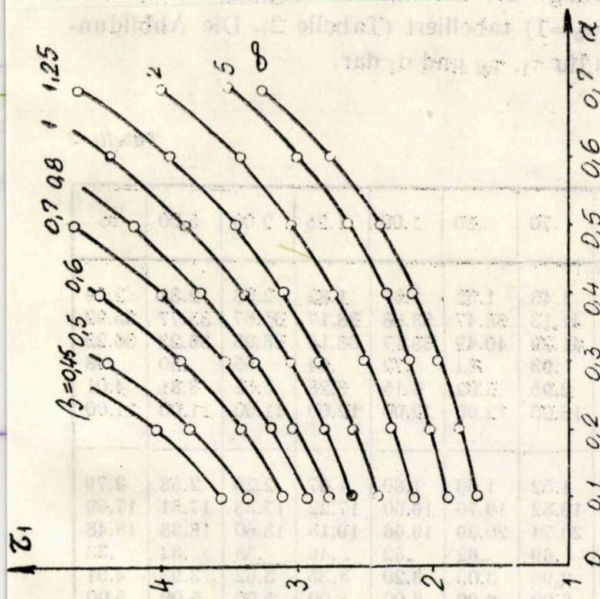


Abb. 3. Gütekriterien-
kennlinien τ_1 (d) der
Systemen mit der Über-
tragungsfunktion (5).
Parameter: $\beta = \omega/\omega_0$.

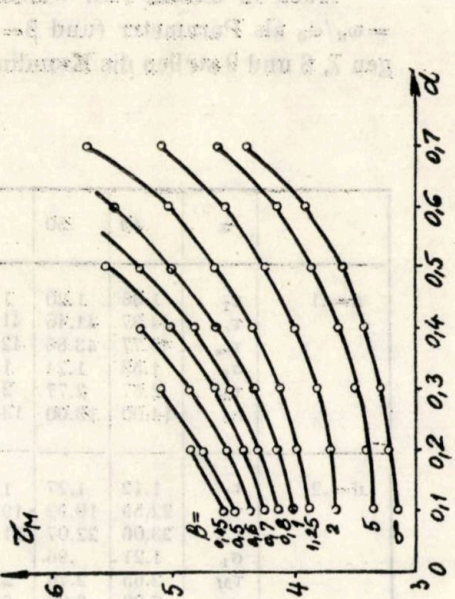


Abb. 4. Gütekriterien-
kennlinien τ_M (d) der
Systemen mit der Über-
tragungsfunktion (5).
Parameter: $\beta = \omega/\omega_0$.

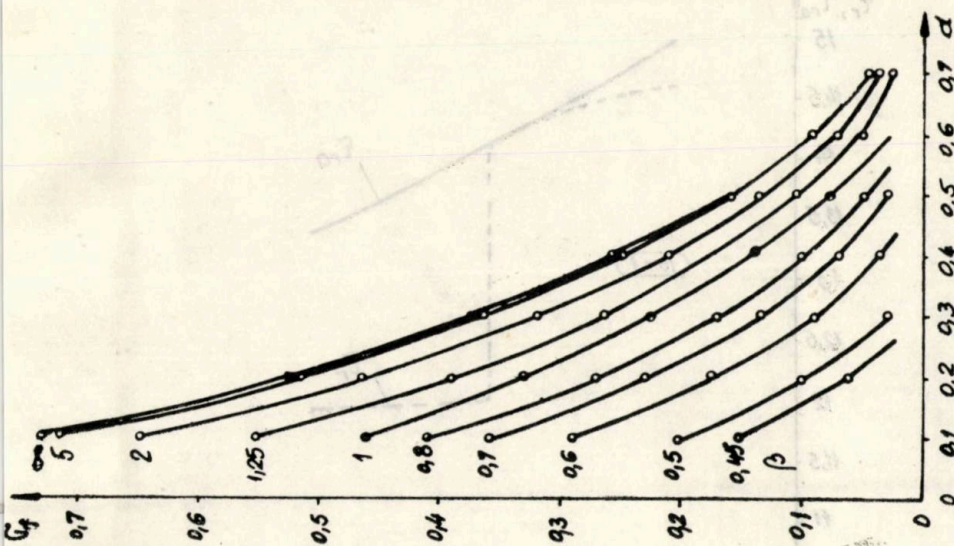


Abb. 5. Gütekriterienkennlinien σ_1 (d) der Sis-
temen mit der Übertragungsfunktion (5).
Parameter: $\beta = \omega/\omega_0$.

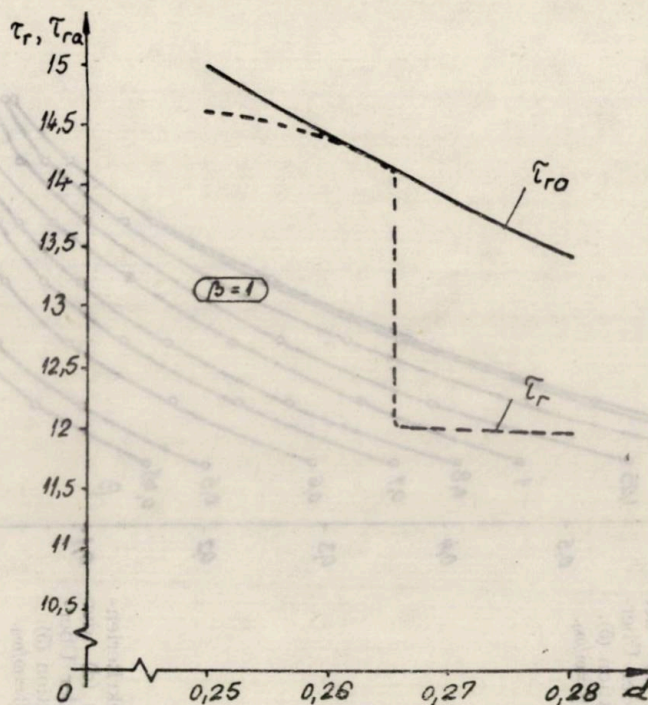


Abb. 6. Beispiel bezüglich zu dem Unterschied zwischen die Gütekriterienkennlinien $\tau_r(d)$ und $\tau_{ra}(d)$.

Auch in diesem Fall wurden einige der berechneten Ergebnisse, mit $\alpha = \omega_d/\omega_0$ als Parameter (und $\beta = \omega/\omega_0 = 1$) tabelliert (Tabelle 2). Die Abbildungen 7, 8 und 9 stellen die Kennlinien für τ_1 , τ_M und σ_1 dar.

Tabelle 2

	α	.40	.50	.60	.70	.80	1.00	1.25	2.00	5.00	∞
d=.1	τ_1	1.06	1.20	1.32	1.43	1.52	1.67	1.82	2.08	2.38	2.59
	τ_r	44.37	41.46	41.33	41.13	38.47	38.38	38.17	35.67	35.77	35.92
	τ_{ra}	45.77	43.86	42.41	41.29	40.42	39.17	38.19	36.93	36.23	36.23
	σ_1	1.53	1.24	1.05	.93	.84	.72	.64	.55	.50	.48
	τ_M	2.67	2.77	2.86	2.95	3.02	3.15	3.28	3.52	3.81	4.01
	n_0	14.00	13.00	13.00	13.00	12.00	12.00	12.00	11.00	11.00	11.00
d=.2	τ_1	1.12	1.27	1.40	1.52	1.63	1.80	1.97	2.26	2.58	2.79
	τ_r	22.59	19.92	19.87	19.82	19.76	19.60	17.22	17.33	17.51	17.69
	τ_{ra}	23.06	22.07	21.32	20.74	20.29	19.66	19.18	18.60	18.38	18.48
	σ_1	1.21	.96	.80	.69	.62	.52	.46	.38	.34	.33
	τ_M	2.65	2.76	2.87	2.96	3.05	3.20	3.35	3.62	3.93	4.31
	n_0	7.00	6.00	6.00	6.00	6.00	6.00	5.00	5.00	5.00	5.00

Tabelle 2. (Fortsetzung)

	α	.40	.50	.60	.70	.80	1.00	1.25	2.00	5.00	∞
d = .3	τ_1	1.17	1.34	1.50	1.64	1.76	1.96	2.15	2.48	2.83	3.04
	τ_r	13.89	13.82	13.75	13.66	13.55	11.23	11.29	11.45	11.67	11.86
	τ_{ra}	15.55	14.86	14.33	13.93	13.62	13.19	12.88	12.55	12.49	12.63
	σ_1	.96	.74	.60	.51	.45	.37	.31	.25	.22	.22
	τ_M	2.65	2.78	2.90	3.01	3.11	3.29	3.46	3.77	4.10	4.31
	n_0	4.00	4.00	4.00	4.00	4.00	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00
d = .4	τ_1	1.24	1.43	1.61	1.77	1.92	2.16	2.38	2.77	3.14	3.36
	τ_r	10.96	10.85	10.72	10.55	10.19	8.40	8.49	8.68	8.94	9.13
	τ_{ra}	11.84	11.30	10.88	10.57	10.32	9.99	9.77	9.57	9.61	9.77
	σ_1	.76	.57	.45	.37	.31	.25	.21	.16	.14	.14
	τ_M	2.67	2.82	2.96	3.09	3.21	3.42	3.63	3.98	4.35	4.56
	n_0	3.00	3.00	3.00	3.00	3.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00
d = .5	τ_1	1.31	1.54	1.75	1.94	2.12	2.41	2.69	3.14	3.55	3.77
	τ_r	8.31	8.27	8.23	8.20	8.16	8.07	7.92	6.11	6.42	6.63
	τ_{ra}	9.67	9.22	8.86	8.59	8.38	8.11	7.94	7.84	7.96	8.14
	σ_1	.60	.43	.32	.26	.21	.16	.12	.09	.08	.08
	τ_M	2.71	2.88	3.05	3.21	3.36	3.62	3.87	4.29	4.70	4.92
	n_0	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	1.00	1.00	1.00
d = .6	τ_1	1.40	1.67	1.92	2.16	2.39	2.76	3.11	3.66	4.12	4.34
	τ_r	8.15	7.82	5.74	5.79	5.84	5.94	6.04	6.26	6.53	6.74
	τ_{ra}	8.32	7.91	7.59	7.34	7.14	6.89	6.78	6.77	6.97	7.16
	σ_1	.47	.32	.23	.17	.13	.09	.07	.04	.04	.04
	τ_M	2.77	2.98	3.19	3.39	3.58	3.92	4.24	4.76	5.21	5.43
	n_0	2.00	2.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
d = .7	τ_1	1.51	1.83	2.15	2.46	2.76	3.28	3.76	.00	.00	.00
	τ_r	6.13	6.11	6.08	6.05	6.03	5.97	5.90	4.10	4.56	4.79
	τ_{ra}	7.48	7.09	6.78	6.53	6.33	6.06	6.02	6.14	6.40	6.60
	σ_1	.36	.23	.15	.10	.07	.04	.03	.00	.00	.00
	τ_M	2.85	3.11	3.38	3.66	3.92	4.39	4.84	.00	.00	.00
	n_0	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	.00	.00	.00
d = .8	τ_1	1.63	2.03	2.46	2.91	3.35	.00	.00	.00	.00	.00
	τ_r	6.66	6.48	6.29	6.08	5.82	3.75	4.27	4.92	5.38	5.61
	τ_{ra}	7.05	6.68	6.36	6.08	5.85	5.52	5.58	5.85	6.18	6.39
	σ_1	.27	.15	.09	.05	.03	.00	.00	.00	.00	.00
	τ_M	2.96	3.30	3.67	4.07	4.48	.00	.00	.00	.00	.00
	n_0	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	.00	.00	.00	.00	.00
d = .9	τ_1	1.79	2.31	2.93	3.66	.00	.00	.00	.00	.00	.00
	τ_r	7.12	6.68	6.16	5.02	3.87	4.69	5.27	5.90	6.33	6.56
	τ_{ra}	7.12	6.73	6.38	6.06	5.76	5.26	5.51	5.99	6.39	6.61
	σ_1	.20	.10	.04	.02	.00	.00	.00	.00	.00	.00
	τ_M	3.12	3.57	4.14	4.81	.00	.00	.00	.00	.00	.00
	n_0	1.00	1.00	1.00	1.00	.00	.00	.00	.00	.00	.00

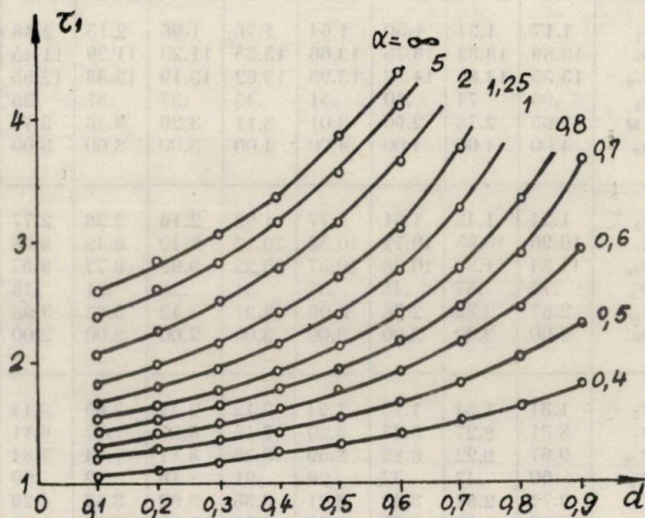


Abb. 7. Gütekriterienkennlinien $\tau_1(d)$ der Systemen mit der Übertragungsfunktion (7). Parameter $\beta = \omega_d/\omega_0$.

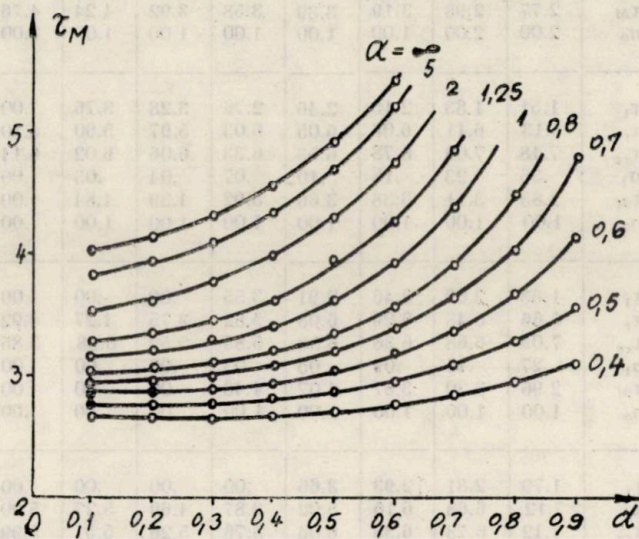


Abb. 8. Gütekriterienkennlinien $\tau_M(d)$ der Systemen mit der Übertragungsfunktion (7). Parameter $\beta = \omega_d/\omega_0$.

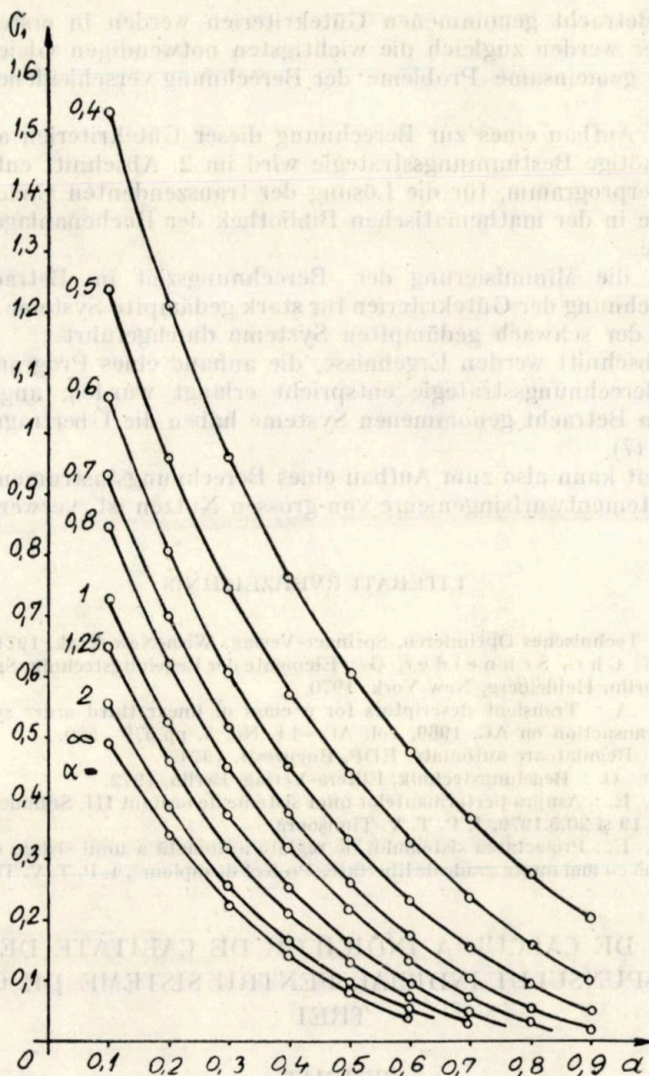


Abb. 9. Gütekriterienkennlinien $\sigma_1(d)$ der Systemen mit der Übertragungsfunktion (7). Parameter $\beta = \omega_a/\omega_0$.

Selbstverständlich sind Gl. (6) auch in diesem Fall anzuwenden. Der Vergleich dieser Kennlinien mit den Kennlinien von Abb. 3, 4, 5, mit $\beta=1$ ermöglicht die Abschätzung des Einflusses des Vorhaltgliedes $(s+\omega_a)/\omega_a$. Bei gleicher Dämpfung erhält man grössere Überschwingweiten und Ausregelzeiten, bzw kleinere Überschwingzeiten und Anregelzeiten. Die den unstätigen Verlauf von τ_r betreffende Bemerkung ist auch in diesem Fall gültig.

4. Schlussbetrachtungen

Die Arbeit fasst die für den Entwurf eines Programms zur Berechnung der Gütekriterien der Klasse linearer dynamischer Systeme dritter Ordnung mit der Übertragungsfunktion (1) anwendbare Grundsätze.

Die in Betracht genommenen Gütekriterien werden in ersten Abschnitt definiert. Hier werden zugleich die wichtigsten notwendigen Gleichungen aufgestellt, und gemeinsame Probleme der Berechnung verschiedener Parameter behandelt.

Die zum Aufbau eines zur Berechnung dieser Gütekriterien anwendbaren Programms nötige Bestimmungsstrategie wird im 2. Abschnitt entwickelt. Ihr liegt ein Unterprogramm, für die Lösung der transzendenten Gleichungen, das normalerweise in der mathematischen Bibliothek der Rechenanlagen zu finden ist, zugrunde.

Da man die Minimisierung der Berechnungszeit in Betracht nimmt, wird die Berechnung der Gütekriterien für stark gedämpfte Systeme unterschiedlich von der der schwach gedämpften Systeme durchgeführt.

Im 3. Abschnitt werden Ergebnisse, die anhand eines Programms das der erwähnten Bestimmungsstrategie entspricht erlangt wurden, angegeben. Die als Beispiel in Betracht genommenen Systeme haben die Übertragungsfunktionen (5) und (7).

Die Arbeit kann also zum Aufbau eines Berechnungsinstrumentes, das den Regelungssystementwurfsingenieure von grossen Nutzen ist, verwendet werden.

LITERATURVERZEICHNIS

1. Zach, F.: Technisches Optimieren, Springer-Verlag, Wien-New York, 1974.
2. Landgraf, Chr., Schneider, G.: Elemente der Regelungstechnik, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1970.
3. Jones, G. A.: Transient descriptors for a class of linear third order systems, IEEE Transaction on AC. 1969, vol. AC-14, No. 5, pp.579-580.
4. Călin, S.: Regulatori automate, EDP, București, 1976.
5. Föllinger, O.: Regelungstechnik, Elitera-Verlag, Berlin, 1972.
6. Hettman, E.: Asupra performanțelor unor sisteme de ordinul III, Sesiune de comunicări — 19 și 20.5.1979, I. P. T. V. Timișoara.
7. Hettman, E.: Proiectarea sistemului de reglare automată a unui sistem electromagnet-sină cu mai multe grade de libertate, Proiect de diplomă, i. P. T. V. Timișoara, 1979.

PROCEDEU DE CALCUL A INDICILOR DE CALITATE DEFINIȚI PE BAZA RĂSPUNSULUI INDICIAL PENTRU SISTEME DE ORDINUL TREI

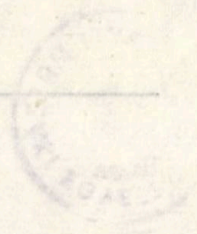
REZUMAT

Lucrarea prezintă elemente necesare pentru întocmirea unui program de calcul a indicilor de calitate definiți pe baza răspunsului indicial (timp de primă calitate, timp de reglare, suprareglaj, timpul când apare suprareglajul și numărul de oscilații semnificative) pentru cazul clasei de sisteme liniare netede, invariante în timp, de ordinul trei, având o funcție de transfer cu trei poli și cu $m=0$, 1, 2 sau 3 zerouri.

Utilizarea metodelor de calcul propuse în lucrare se bazează pe disponibilitatea unui subprogram de rezolvare a unei ecuații transcendente, subprogram existent în mod obișnuit în bibliotecile matematice ale calculatoarelor.

În finalul lucrării se prezintă două exemple de calcul, primul pentru subclasa de sisteme cu $m=0$ și al doilea pentru o subclasă de sisteme cu $m=1$. În primul caz se regăsesc unele rezultate din literatura de specialitate și se conectează alte rezultate apărute. Caracteristicile de performanță din al doilea caz sînt noi.

IN RE: 1992-1993





I.P.B.T. — 1692/1982

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

ELECTROTEHNICĂ

Tom 25 (39)

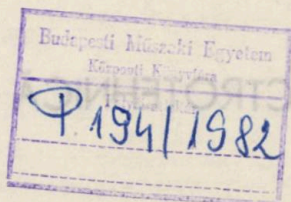
Fascicula 2

IULIE—DECEMBRIE

1980

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CREȚU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ—redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN Conf. dr. ing. IOAN NIȚA. Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU—secretar de colegiu



COMITETUL DE REDACȚIE

III. Electrotehnica

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA—redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC—redactor responsabil adj. Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VAZDAUȚEANU—secretar de redacție

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICA

Tomul 25 (39)

Fascicola 2

Iulie—Decembrie 1980

S U M A R

Electrotehnică teoretică

- | | |
|---|----|
| D. FRÄNKEL, R. GALIS, D. DAIESCU, N. DIRJAN, A. GAVALA : Cu privire la distribuția sarcinilor în conductoarele aflate în mișcare în cimpuri magnetice staționare..... | 7 |
| D. DABA : Calculul suprapresiunii magnetice din ferofluidele liniare.... | 11 |

Aparate și Mașini electrice

- | | |
|--|----|
| M. BABESCU : Micromașina electrostatică | 15 |
| I. FETITA : Permeanța crestăturii circulare cu două istmuri..... | 21 |
| M. BABESCU : Funcționarea mașinilor liniare în zona alunecărilor mici. | 27 |
| ST. BARTZER : Cu privire la integrarea schemei fluxurilor tehnologice de fabricație în documentația tehnologică..... | 33 |

Acționări electrice și Utilizarea energiei electrice

- | | |
|--|----|
| D. POPOVICI, P. SCAREANU, E. SERACIN : Variator de tensiune alternativă soluție pentru modificarea vitezei motoarelor liniare de acționare a mecanismelor de translație..... | 41 |
| I. BALACI : Metodă de calcul a regimului de curent întrerupt la acționările electrice alimentate cu impulsuri de tensiune..... | 47 |
| A. RADOI, I. GHIUR : Sistem de transport cu jgheaburi rulante acționate cu motoare liniare..... | 55 |

Electroenergetică

- | | |
|---|----|
| C. GRUIA : Asupra parametrilor instalației de limitare a curenților de scurt-circuit cu montaj paralel bobină neliniară-condensator dictați de funcționarea în regim staționar..... | 63 |
| P. GHEJU : Considerații asupra echivalării motorului asincron cu colivie rotorică cu bare înalte printr-un motor cu două colivii rotorice..... | 69 |
| V. DUȘA : Definirea componentei de indice zero din sistemul de componente d , q , o cu ajutorul calculului simbolic, cu extindere la mașina polifazată..... | 77 |
| C. VELICESCU, C. IVASCU, A. NICOLAESCU : Unele considerații cu privire la siguranța în funcționare a sistemelor de protecție prin relee..... | 81 |

Electronică și Telecomunicații

- | | |
|---|-----|
| T. MUREȘAN, V. TIPONUȚ : Amplificator-sumator basculant cu prag regulabil pentru regulator tripozițional..... | 89 |
| M. CIUGUDEAN : Relația dintre rezistențele interne ale circuitului redresor cu și fără filtru capacitiv..... | 95 |
| C. I. TOMA : Structura logică celulară pentru înmulțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundantă cifra cu semn extinsă..... | 99 |
| I. POPA : Studiul circuitului logic „sau” realizat cu ferite și diode..... | 105 |
| M. CHIVU, A. IGNEA : Stabilizator de tensiune alternativă..... | 113 |

Calculatoare

A. ROGOJAN, V. POP, C. STRUGARU, M. STRATULAT, M. CHECEANU, V. GROZA, M. VLADUTIU, I. JIAN, ȘT. HOLBAN, CT. NANASI: Testor de baterii electrice.	119
A. ROGOJAN, C. STRUGARU, M. CHECEANU, R. STOINESCU, C. NANASI: Testor pentru amplificatoare de citire.	129
C. STRUGARU, I. JURCA : Interfața programabilă pentru minilimprimanta Seiko Model 104.	141
C. STRUGARU, R. STOINESCU : Interfața serie programabilă pentru Daf 1001.	149
GR. POCINOG, GH. CRIȘAN : Aspecte privind aplicarea unor modele matematice și a tehnicii de calcul în teoria stocurilor.	163
I. JURCA : Organizarea memoriei în sisteme multiprocesor.	171
C. STRUGARU, I. JURCA : Monitor-depanator pentru microprocesorul INTEL 8080.	177
I. JURCA, S. HOLBAN, C. STRUGARU : Programe de comandă pentru un testor de module de memorie echipat cu un microprocesor INTEL 8080.	183

Automatizări

I. BABUTIA, O. PROȘTEAN, I. MUREȘAN, V. MUREȘAN : Determinarea modelului matematic de ordin redus al unei coloane de distilare cu 50 de talere.	191
ST. GIRLASU : Determinarea funcțiilor de densitate spectrală de putere.	201
T. HENTEA, M. PETRUESCU : Utilizarea tehnicii subprogramelor la sinteza automatelor secvențiale.	205
D. IONESCU : Metoda naturală de determinare a funcțiilor pondere ale sistemelor dinamice	211
I. BABUTIA, O. PROȘTEAN, I. MUREȘAN, V. MUREȘAN : Reglare modală pentru un sistem dinamic reprezentat de o coloană de distilare.	219
I. BABUTIA, O. PROȘTEANU, I. MUREȘAN, V. MUREȘAN : Dispozitiv pentru recunoașterea unor forme plane	229

BULETIN SCIENTIFIQUE ET TEHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTEHNIQUE „TRAIAN VUIA“ TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tome 25 (39)

Fasc. 2

Juillet-Décembre 1980

SOMMAIRE

Electrotechnique théorique

- | | |
|---|----|
| D. FRANKEL, R. GALIS, D. DAIESCU, N. DIRJAN, A. GAVAIA :
On the charge distribution on conductors moving in stationary
magnetic field. | 7 |
| D. DABA : The calculation of magnetical excess processure in linear fer-
rofluids. | 11 |

Appareilles et Machines électriques

- | | |
|---|----|
| M. BABESCU : Elektrostatische Kleinmotoren | 15 |
| I. FETITA : Provodimost krugovogo paza s dvumia perešekami | 21 |
| M. BABESCU : Betrieb der Linearmaschine im niedrigen Schlupfbereich | 27 |
| ST BARTZER : Über die Integration des Schemas der technologischen
Fabrikationsflüsse in die technologische Dokumentation | 33 |

Asservissements électriques et Utilisation d'énergie électrique

- | | |
|--|----|
| D. POPOVICI, P. SCAREANU, E. SERACIN : The antiparallel thyristor
controller, a solution for feeding the liniar motors for translation
units. | 41 |
| I. BALACI : Berechnungsmethode für die lückende Funktionsweise elek-
trischer Antriebe, gespeist mit Spannungsimpulsen. | 47 |
| A. RADOI, I. GHIUR : System de transport par couloirs roulants à
moteurs linéaires | 55 |

Electroénergétique

- | | |
|---|----|
| C. GRUIA : Über die Kenngrößen des Kurzschlussstrombegrenzers mit
Parallelschaltung nichtlinearer Induktivitätskondensator | 63 |
| P. GHEJU : On the equivalence of the deep-bar-cage induction motor with
the double-squirrel-cage induction motor | 69 |
| V. DUȘA : La définition de la composante d'indice zéro de système de
composantes (d , q , o) à l'aide du calcul symbolique avec extension
à la machine polyphasée | 77 |
| C. VELICESCU, C. IVAȘCU, A. NICOLAESCU : Some considerations
concerning safety in function of relay protection system. | 81 |

Electronique, Télécommunications

- | | |
|--|-----|
| T. MUREȘAN, V. TIPONUȚ : Ein Kippverstärker-Sumimator mit
regelbarer Schwelle für einen dreipunktstele Regulator | 89 |
| M. CIUGUDEAN : La relation entre les résistances intérieures du circuit
redresseur avec et sans filtre capacitif | 95 |
| C. I. TOMA : Cellular logic array for multiplication of signed binary num-
bers using signed-digit redundant representation | 99 |
| I. POPA : Untersuchung von einer „oder“ logischen Schaltung bestehend
aus Dioden und Ferritkernen. | 105 |
| M. CHIVU, A. IGNEA : A. C. voltage regulator. | 113 |

Ordinateurs

A. ROGOJAN, V. POP, C. STRUGARU, M. STRATULAT, M. CHECEANU, V. GROZA, M. VLADUTIU, I. JIAN, ST. HOLBAN, CT. NANASI: Tester for electric batteries	119
A. ROGOJAN, C. STRUGARU, M. CHECEANU, R. STOINESCU, C. NANASI: A tester for sense amplifiers	129
C. STRUGARU, I. JURCA: Programmable interface for seiko model 104 miniprinter	141
C. STRUGARU, R. STOINESCU: Programmable interface for darf 1001 display	149
GR. POCINOG, GH. CRIŞAN: Über die Anwendung einiger mathematischer Modelle und der Rechentechnik in der Theorie der Vorräte	163
I. JURCA: Memory organization in multiprocessor Systems	171
I. JURCA, C. STRUGARU: A monitor/debugger for intel 8080.	177
I. JURCA, S. HOLBAN, C. STRUGARU: Control programs for an Intel 8080 microcompressor-based memory modules tester	183

Automatique

I. BABUTIA, O. PROŞTEAN, I. MUREŞAN, V. MUREŞAN: Determination of a reduced order mathematical model for a 50 trays distillation column	191
ST. GIRLAŞU: Power spectra evaluation procedures	201
T. HENTEA, M. PETRUESCU: The use of the subroutines technique in the synthesis of sequential circuits	205
D. IONESCU: A Natural Method of Determining the Weighting Functions of the Dynamic Systems	211
I. BABUTIA, O. PROŞTEAN, I. MUREŞAN, V. MUREŞAN: Modal control for a dynamic system represented by a distillation column	219
I. BABUTIA, O. PROŞTEAN, I. MUREŞAN, V. MUREŞAN: Recognition device for some flat shapes	229

CU PRIVIRE LA DISTRIBUȚIA SARCINILOR ÎN CONDUCTOARELE AFLATE ÎN MIȘCARE ÎN CIMPURI MAGNETICE STAȚIONARE

DE

DAVID FRÄNKEL, RADU GALIȘ, DAN DĂIESCU, NICOLAE DÎRJAN
ARTENIE GĂVALĂ

Teoria Maxwell-Hertz conduce, la viteze mici, la aceeași expresie a tensiunii electromotoare induse în conductoare aflate în mișcare de translație sau rotație în cîmp magnetic, ca și teoria relativității restrinse. Literatura nu menționează însă că pentru distribuția sarcinii în aceste conductoare rezultă expresii diferite în cele două teorii.

În manuale [1, 2] se afirmă că într-un conductor rectiliniu finit aflat în translație [1] sau rotație [2] uniformă într-un cîmp magnetic invariabil în timp, componenta $\vec{v} \times \vec{B}$ a intensității cîmpului electric este compensată, în gol, de intensitatea cîmpului coulombian stabilit de sarcinile electrice separate la capetele conductorului sub acțiunea cîmpului $\vec{v} \times \vec{B}$. Există tentația de a crede că, în general, componenta $\vec{v} \times \vec{B}$ a intensității cîmpului electric în conductoare aflate în mișcare în cîmpuri magnetice staționare este compensată, în gol, de intensitatea cîmpului electric produs de sarcinile ce se redistribuie sub acțiunea acestei componente.

În lucrare se arată că în cilindrul conductor infinit care se rotește în cîmpul magnetic uniform și invariabil în timp, precum și într-un cilindru conductor infinit cu mișcare axială rectilinie în cîmpul magnetic al curentului din conductorul rectiliniu infinit din axul cilindrului, potrivit teoriei Maxwell-Hertz, componenta $\vec{v} \times \vec{B}$ nu este anulată de cîmpul produs de sarcini redistribuite în, sau pe conductor.

Această concluzie pune sub semnul întrebării și interpretarea uzuală a separării sarcinilor la capetele conductorului rectiliniu.

1. Distribuția sarcinii în cilindrul infinit rotit în cîmp magnetic

Se consideră un cilindru conductor infinit lung care se rotește în vid (mediul 2) în cîmpul magnetic staționar, de inducție magnetică axială, cu viteză unghiulară constantă (fig. 1). Din forma locală a legii inducției electromagnetice în referențialul axului, în cilindru (mediul 1):

$$\text{rot } \vec{E}_1 = \text{rot } \vec{v} \times \vec{B} \text{ deci}$$

$$\vec{E}_1 = \vec{v} \times \vec{B} - \nabla V_1 \quad (1)$$

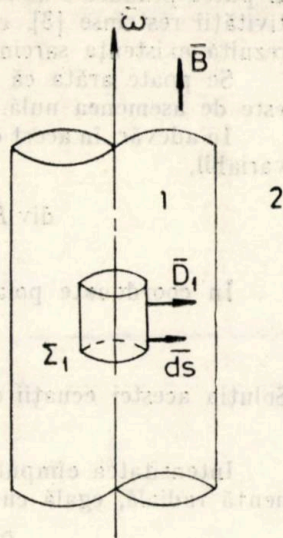


Fig. 1.

unde

$$\vec{v} = \vec{\omega} \times \vec{r}, \quad (2)$$

$\vec{r}$ fiind vectorul de poziție al punctului în raport cu axul cilindricului.

Din relațiile (1), (2) și din legea conductivității: $\vec{J}_1 = \sigma \vec{E}_1$, urmează că

$$\text{rot } \vec{J}_1 = \sigma \text{ rot } \vec{E}_1 = 0 \quad (3)$$

Din legea conservării sarcinilor electrice în regim staționar, rezultă

$$\text{div } \vec{J}_1 = 0 \quad (4)$$

și că $\vec{J}_1$ are pe suprafața Σ a cilindricului componenta normală nulă.

Admițind că cilindricul constituie un domeniu de continuitate pentru $\vec{J}_1$ (adică $\vec{J}_1$ nu poate fi infinit pe axul cilindricului) din teorema unicității (considerată în sistemul de referință al cilindricului), rezultă că $\vec{J}_1 = 0$.

Ca urmare, în punctele cilindricului

$$\vec{E}_1 = \rho \vec{J}_1 = 0 \quad (5)$$

$$\vec{D}_1 = \epsilon_0 \vec{E}_1 = 0 \quad (6)$$

$$\rho_v = \text{div } \vec{D}_1 = 0. \quad (7)$$

Nu se pot separa sarcini nici pe axul cilindricului, deoarece $\vec{D}_1$ fiind nul, fluxul electric prin suprafața cilindrică Σ_1 de înălțime finită, din interiorul cilindricului (vezi fig. 1) este nul. Sarcina totală a cilindricului fiind nulă înainte de a roti în câmp magnetic, nici suprafața ei nu poate fi încărcată.

Urmează că prin rotirea cilindricului în câmp magnetic staționar nu are loc nici o redistribuire de sarcini electrice și componenta intensității câmpului electric care derivă din potențialul scalar $V_1: \vec{E}_1^* = -\nabla V_1$ (8) este datorată însăși mișcării corpului în câmp magnetic. De altfel potențialul V_1 satisface o ecuație de tip Poisson:

$$\Delta V_1 = \text{div} (\vec{v} \times \vec{B}) = 2\omega B \quad (9)$$

deci numai o distribuție de sarcini adevărate cu densitatea

$$\rho_v = -2\epsilon_0 \omega B \quad (10)$$

ar putea produce o astfel de intensitate de câmp. De observat că în teoria relativității restrinse [3], ca de altfel și în teoria Maxwell-Hertz modificată [4] rezultă existența sarcinii adevărate cu densitatea dată de expresia (10).

Se poate arăta că în exteriorul cilindricului intensitatea câmpului electric este de asemenea nulă.

În adevăr, în acest domeniu 2, lipsit de sarcini electrice și de câmp magnetic variabil,

$$\text{div } \vec{E}_2 = \frac{1}{\epsilon_0} \text{div } \vec{D}_2 = 0, \quad \text{rot } \vec{E}_2 = 0, \quad \text{deci} \quad \Delta V_2 = 0. \quad (11)$$

În coordonate polare, dată fiind simetria problemei:

$$\Delta V_2 = \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial R} \left(R \frac{\partial V_2}{\partial R} \right) = 0.$$

Soluția acestei ecuații este

$$V_2 = A_2 \ln R + A_3. \quad (12)$$

Intensitatea câmpului electric în exterior $\vec{E}_2 = -\nabla V_2$ nu are decît componentă radială, egală cu:

$$\vec{E}_2 = \vec{E}_{2R} = -\frac{\partial V_2}{\partial R} \frac{\vec{R}}{R} = -\frac{A_2}{R^2} \vec{R}. \quad (13)$$

Pentru a determina constanta A_2 , observăm că $\text{div}_s \vec{D}$ pe suprafața cilindrului, care este neîncărcată, este nulă :

$$\text{div}_s \vec{D} = \varepsilon_0 E_{1R}(a) - \varepsilon_0 E_{2R}(a) = \rho_s = 0,$$

de unde, E_1 fiind nul, rezultă că și $E_2 = 0$ pentru $R = a$. Din (12) urmează că $A_2 = 0$, și $V_2 = A_3 = \text{constant}$.

În teoria relativității restrinse și în teoria Maxwell-Hertz modificată rezultă de asemenea un câmp electric de intensitate nulă în exterior, dar suprafața cilindrului este uniform încărcată cu sarcina $\rho_s = \varepsilon_0 \omega a B$.

S-ar putea crede că neconcordanța dintre teoria Maxwell-Hertz și teoria relativității restrinse, privind distribuția sarcinilor din cilindru, izvorăște aici din faptul că cilindrul are o mișcare de rotație și nu una de translație. Exemplul următor dovedește contrariul.

2. Cilindrul conductor infinit care se deplasează axial în câmpul magnetic stabilit de curentul dintr-un conductor rectiliniu, infinit

În fig. 2 este reprezentată o porțiune dintr-un cilindru conductor cu raza exterioară b și cea interioară a , aflat în câmpul magnetic stabilit de curentul continuu I din conductorul infinit, coaxial cu cilindrul.

Raționamentul este în continuare analog celui de la exemplul precedent.

Domeniul cilindrului conductor devine simplu conex prin secționarea lui cu un semiplan meridian. Componenta normală a lui $\vec{J}$ pe acest plan este evident nulă, $\vec{J}$ neavând linii de câmp circulare. Din condițiile de unicitate ale lui $\vec{J}$ ($\text{rot } \vec{J} = \sigma \text{ rot } \vec{E} = \sigma \text{ rot } (\vec{v} \times \vec{B}) = 0$, $\text{div } \vec{J} = 0$ și $\vec{J}_n = 0$ pe suprafața care limitează domeniul), rezultă că $\vec{J} = 0$. Din legea inducției electromagnetice și din legea conducției urmează că

$$\vec{E} = \vec{v} \times \vec{B} - \nabla V = 0.$$

Deoarece $\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E}$, $\rho_v = \text{div } \vec{D} = \varepsilon_0 \text{div } \vec{E} = 0$, de unde

$$\Delta V = \text{div} (\vec{v} \times \vec{B}) = \vec{B} \text{ rot } \vec{v} - \vec{v} \text{ rot } \vec{B} = 0.$$

Câmpul laplavian $\vec{E}^* = -\nabla V = -\vec{v} \times \vec{B}$ nu poate fi produs nici în acest caz de o redistribuire de sarcini pe cele două suprafețe (interioară și exterioară) ale cilindrului, întrucât fluxul lui $\vec{D} = 0$ printr-un cilindru coaxial din interiorul cilindrului conductor este nul. Acest câmp are unica sursă însăși translația cilindrului în câmpul magnetic.

Teoria relativității restrinse și teoria Maxwell-Hertz modificată obțin aceeași componentă potențială $-\nabla V$, care este însă datorată unei distribuții de sarcini superficiale pe cele două fețe, interioare și exterioare a cilindrului.

Sigur, considerațiile făcute pentru cilindrii infinit lungi nu pot fi transpuse pentru cilindrii de înălțime finită. De exemplu în cazul cilindrului finit rotit în câmpul magnetic uniform, cel puțin pe fețele de bază trebuie să se separe sarcini care să producă câmp electric în exterior, altfel nu se verifică legea inducției electromagnetice pentru un contur format parțial dintr-o rază a ci-

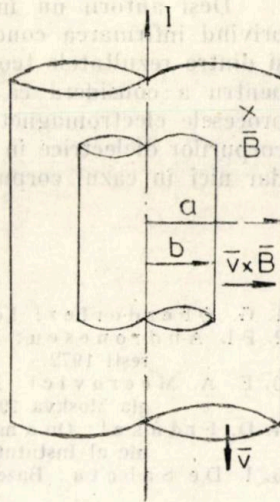


Fig. 2.

lindrului și parțial dintr-un fir neconductor care glisează la un capăt pe fața cilindrului, și cu celălalt pe axul acestuia. Aceste sarcini nu pot însă să determine singure cîmpul $\vec{E}_1^* = -\nabla V$, din expresia (8), pentru că $\Delta V_1 = 2\omega B$ (vezi rel. 9). Aceeași problemă se pune și în cazul sferei rotite în cîmpul magnetic uniform și invariabil [5]. Din relațiile obținute în [5] rezultă existența unei distribuții de sarcini superficiale pe sferă, care nu pot însă stabili singure cîmpul $\vec{E}^* = -\nabla V_1 = -\vec{v} \times \vec{B}$ din același motiv: $\Delta V_1 = 2\omega B$. Mai mult, în cazul unei sfere bare rotite în jurul unui ax paralel cu $\vec{B}$, vor exista sarcini superficiale care însă din nou nu pot stabili singure componenta $\vec{E}^* = -\nabla V = -\vec{v} \times \vec{B}$ din același motiv, deci afirmația contrară din [2] nu este riguroasă. În cazul barei care se deplasează uniform nu se poate afirma cu siguranță, că nu sarcinile distribuite superficial stabilesc cîmpul $\vec{E}^* = -\nabla V$, care anulează componenta $\vec{v} \times \vec{B}$ a cîmpului electric. Dar, deoarece cilindrul infinit poate fi conceput ca o infinitate de bare conductoare legate în paralel, considerațiile de la începutul acestui paragraf, permit să se pună sub semnul întrebării interpretarea uzuală formulată explicit în [1], potrivit căreia componenta $\vec{v} \times \vec{B}$ a cîmpului este compensată de cîmpul coulombian stabilit de sarcinile distribuite la capetele barei.

Concluzii

S-au prezentat două experiențe în care, considerînd că sursa cîmpului potențial $-\nabla V = \vec{v} \times \vec{B}$ ar fi o distribuție volumetrică sau superficială de sarcini adevărate se ajunge la concluzii în contradicție cu teoria Maxwell-Hertz, mai precis, cu legea fluxului electric. Așa dar, în ambele exemple trebuie considerată ca sursă a cîmpului $-\nabla V = \vec{v} \times \vec{B}$ însăși mișcarea (rotația sau translația) cilindrului în cîmpul magnetic staționar.

Deși autorii nu întrevăd vreo posibilitate de verificare experimentală privind infirmarea concluziilor teoriei Maxwell-Hertz, contradicția dintre ele și dintre rezultatele teoriei relativității restrînse sînt suficient de concludente pentru a considera că teoria Maxwell-Hertz nu poate explica satisfăcător procesele electromagnetice la viteze relativ mici, nu numai în cazul mișcării corpurilor dielectrice în cîmp magnetic (experiențele lui Eichenwald și Wilson) dar nici în cazul corpurilor conductoare mobile în cîmp magnetic.

BIBLIOGRAFIE

1. G. Oberdorfer: Lehrbuch der Electrotechnik. R. Oldenbourg München 1961.
2. P. I. Andronescu: Bazele electrotehnicii vol. I. Ed. didactică și pedagogică, București 1972.
3. E. A. Meerovici: Metodi reativistskoi elektrodinamiki v elektrotehnike. Edit. Energia Moskva 1966.
4. D. Frâncel: On a modification of Maxwell-Hertz's theory. Buletinul Științific și Tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia”. TOM 23(37) 2 1978.
5. I. De Sabata: Bazele electrotehnicii vol. I Litografia IPT 1974.

ON THE CHARGE DISTRIBUTION ON CONDUCTORS MOVING IN STATIONARY MAGNETIC FIELD

ABSTRACT

The paper shows that in the frame of Maxwell-Hertz theory the induced electric field is not compensated by a charge produced electric field but by one resulting from the movement itself.

THE CALCULATION OF MAGNETICAL EXCESS PRESSURE IN LINEAR FERROFLUIDS

BY

D. DABA

1. Introduction

The macroscopic magnetic field exerts a volumetric force of a well-known form on linearly and isotropically magnetizable fluids lacking free currents, represented as follows [1], [2]:

$$\vec{f}_v = -\frac{1}{2} H^2 \nabla \mu + \frac{1}{2} \nabla \left(H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho \right) = \frac{1}{2} \rho \nabla \left(H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right) \quad (1)$$

where H is the local value of the field intensity, μ represents permeability and ρ the mass density of the ferrofluid.

Under the action of the $\vec{f}_v$ force, a supplementary „magnetic” pressure p_m appears in the points of the ferrofluid, which, added to the local hydrostatic pressure, brings about changes in the pressure field of the fluid, thus determining a specific behavior of the fluid.

Taking into consideration the magnetic forces, the equation of mechanical equilibrium per volume unit becomes:

$$\vec{f}_v - \nabla p_m = 0 \quad (2)$$

or, using (1)

$$\frac{1}{\rho} \nabla p_m = \frac{1}{2} \nabla \left(H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right). \quad (3)$$

By scalar multiplication with the arc vector element and by integration between two points of the ferrofluid, the former situated outside the field limits ($H_0=0$), the Eq. (3) yields:

$$\int_{p_{m0}}^{p_m} \frac{dp_m}{\rho} = \frac{1}{2} H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho}. \quad (4)$$

Taking into consideration the liquid's low compressibility ($\rho \simeq \text{ct.}$), the excess pressure becomes:

$$\Delta p_m = p_m - p_{m0} = \frac{1}{2} H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho. \quad (5)$$

This calculation was first carried out by Abraham and Becker [3] for dielectric fluids situated in electric fields, and later overtaken by other authors [4], [5] etc.

2. The calculation of the excess pressure taking into account the ferrofluid compressibility

The following calculation shows that excess pressure may be determined more exactly if the ferrofluid compressibility is taken into consideration as well, using its equation of state:

$$dp_m = \frac{1}{x} \frac{d\rho}{\rho} \quad (6)$$

or, in integral form:

$$\rho = \rho_0 \exp [x (p_m - p_{m0})] \quad (7)$$

where x is the compressibility coefficient of the fluid, and ρ_0 the mass density at pressure p_{m0} (in zero field).

Making use of Eq. (6), relation (4) turns into:

$$\frac{1}{x} \left(\frac{1}{\rho_0} - \frac{1}{\rho} \right) = \frac{1}{2} H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \quad (8)$$

or, taking into account (7) as well:

$$\frac{1}{x\rho_0} \left[1 - \frac{1}{\exp (x\Delta p_m)} \right] = \frac{1}{2} H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \quad (9)$$

and then

$$\Delta p_m = -\frac{1}{x} \ln \left(1 - \frac{1}{2} x H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho_0 \right). \quad (10)$$

Under ordinary conditions, the paranthetical factors are estimated as follows: the compressibility coefficient $x \simeq 10^{-10} \text{ m}^2 \text{ N}^{-1}$; $H \simeq 10^3 \text{ Am}^{-1}$, that is $H^2 \simeq 10^6 \text{ A}^2 \text{ m}^{-2}$; $(\partial \mu / \partial \rho) \rho_0$ is of the μ order, practically of $\mu_0 \simeq 10^{-6} \text{ Hm}^{-1}$. The product of the factors being much less than the unity, only the first term of the series development of „ln“ is significant:

$$\ln \left(1 - \frac{1}{2} x H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho_0 \right) \simeq -\frac{1}{2} x H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho_0. \quad (11)$$

Under this conditions the excess pressure becomes:

$$\Delta p_m = \frac{1}{2} H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \rho} \rho_0. \quad (12)$$

3. Conclusions

The magnetic excess pressure in linear ferrofluids, is expressed by means of their mass density in the absence of the magnetic field (ρ_0). Consequently, in the expression of the dislevelling in the ferrofluid (as a result of volumetric and superficial forces), the terms containing $\partial \mu / \partial \rho$ appear explicitly.

This result is natural, since the dislevelling results from the action of the total force of the field, and the magnetostrictive forces have a non-zero resultant [6] (though of an extremely low value).

The difference between the value of mass density, in the absence (ρ_0) or presence (ρ) of the magnetic field, being extremely low, one can use the excess pressure expression (5) as well in practical applications, because it brings about simpler expressions for dislevelling (without magnetostrictive terms).

REFERENCES

1. Răduleț R., Bazele teoretice ale electrotehnicii, București, Lit. învățămîntului, 1955, v. 1, p. 236.
2. Landau L., Lifșit E., Electrodynamique des milieux continus, Moscou, Mir, 1969, p. 190.
3. Abraham M., Becker R., Theorie der Elektrizität, Leipzig, Teubner, 1932, B. 1, p. 93.
4. Durand E., Electrostatique et Magnetostatique, Paris, Masson, 1953, p. 223.
5. Stratton J., Théorie de l'Electromagnetisme, Paris, Dunod, 1961, p. 173.
6. Tamm I. E., Osnovî teorii elektricestva, Moskva, Nauka, 1976, p. 384.

CALCULUL SUPRAPRESIUNII MAGNETICE DIN FEROFLUIDELE LINIARE

REZUMAT

Față de rezultatul cunoscut din literatură, se arată că suprapresiunea datorată forțelor cîmpului magnetic se exprimă cu ajutorul densității de masă din absența cîmpului. Referirile se fac la fluide magnetizabile liniar și izotrop, neparcurse de curenți liberi, situate în cîmpuri staționare (sau cvasistaționare).

MICROMAȘINA ELECTROSTATICĂ

DE

M. BABESCU

1. Introducere

Mașinile de tip electrostatic sînt cunoscute ca generatoare pentru obținerea unor tensiuni continue ridicate necesare unor încercări de laborator.

Pentru regimul de motor, soluții constructive de micromotoare electrostatice nu sînt semnalate în literatura de specialitate.

În lucrarea de față se prezintă două variante constructive de micromotoare electrostatice de turație ridicată, cărora li se determină performanțele de calcul. Soluțiile constructive au fost brevetate de autor.

2. Micromotor electrostatic cilindric

În varianta cilindrică mașina este formată din doi cilindri de metal (1 și 2), care formează statorul, între care se rotește un semicilindru, în forma unui semipahar dintr-un material dielectric, care formează rotorul mașinii. (fig. 1). Echilibrarea rotorului se face din contragreutatea 5, astfel încît funcționarea la turații ridicate să fie liniștită, fără vibrații și zgomot.

Cilindri statorului, formați din patru semicilindri, realizează două condensatoare semicilindrice C_1 și C_2 , între armăturile cărora ca dielectric este alternativ, aerul sau rotorul mașinii.

Conversia electromecanică a energiei electrostatice are loc ca urmare a variației energiei electrice a condensatoarelor C_1 și C_2 cînd rotorul dielectric este în mișcare.

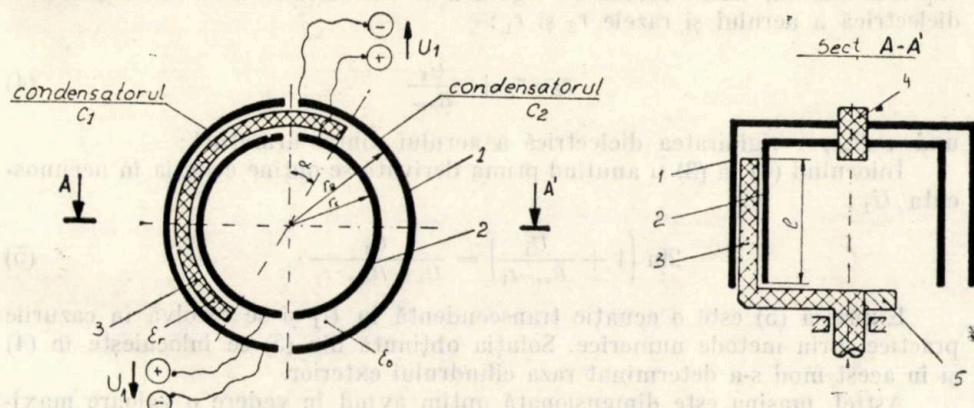


Fig. 1. Micromotor electrostatic cilindric.

Principiul de funcționare constă în alimentarea, la tensiunea U_1 a condensatoarelor C_1 și C_2 .

Fie condensatorul C_2 alimentat la tensiunea U_1 , iar armăturile condensatorului C_1 nu sînt sub tensiune. Dielectricul rotoric are poziția indicată în fig. 1. În această situație cuplul ce apare se obține prin derivarea energiei electrostatice a condensatorului C_2 în raport cu unghiul de poziție α (fig. 1):

$$M = \left(\frac{\partial W_e}{\partial \alpha} \right) U_1 = \text{ct.} \quad (1)$$

Energia electrostatică a condensatorului C_2 (format de fapt din două condensatoare în paralel: $C_{aer} + C_{\varepsilon r}$), este suma energiilor din condensatoarele C_{aer} și $C_{\varepsilon r}$:

$$\begin{aligned} W_e &= W_{e\text{ aer}} + W_{e\varepsilon r} = \frac{1}{2} C_{aer} \cdot U_1^2 + \frac{1}{2} C_{\varepsilon r} \cdot U_1^2 = \\ &= \frac{U_1^2}{2} (C_{aer} + C_{\varepsilon r}) = \frac{U_1^2}{2} \left[\frac{\varepsilon_0 \cdot l}{\ln r_2/r_1} (\pi - \alpha) + \frac{\alpha \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot l}{\ln r_2/r_1} \right] = \\ &= \frac{U_1^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot l}{2 \ln r_2/r_1} (\pi - \alpha + \alpha \cdot \varepsilon_r) = \frac{U_1^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot l}{2 \ln r_2/r_1} (\pi + \alpha \cdot x_e) \end{aligned} \quad (2)$$

unde:

- l — lungimea axială ideală a mașinii (ține seama de efectele de capăt);
- ε_0 — permitivitatea absolută a vidului;
- x_e — susceptivitatea mediului dielectric rotoric;
- r_2, r_1 — razele cilindrilor.

Din relația (1), folosind (2), se obține cuplul mașinii sub forma:

$$M = \frac{U_1^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot l \cdot x_e}{2 \ln r_2/r_1} \quad (3)$$

Rezultă, după relația (3), o valoare constantă a cuplului cu turația și o dependență pătratică de tensiunea de alimentare.

Pentru obținerea unor performanțe ridicate ale mașinii se va folosi un material dielectric pentru rotor avînd susceptivitatea cît mai mare și, de asemenea, tensiunea de alimentare corelată optim cu razele r_1 și r_2 ale cilindrilor.

Valoarea optimă pentru tensiunea de alimentare U_1 se deduce din condiția cuplului maxim, ținînd seama de legătura ce există între tensiune, rigiditatea dielectrică a aerului și razele r_2 și r_1 :

$$r_2 = r_1 + \frac{U_1}{R_{aer}} \quad (4)$$

unde: R_{aer} — rigiditatea dielectrică a aerului dintre armături;

Înlocuind (4) în (3) și anulînd prima derivată se obține ecuația în necunoscuta U_1 :

$$2 \ln \left(1 + \frac{U_1}{R_{aer} \cdot r_1} \right) = \frac{U_1}{U_1 + R_{aer} \cdot r_1} \quad (5)$$

Expresia (5) este o ecuație transcendentă în U_1 și se rezolvă în cazurile practice, prin metode numerice. Soluția obținută din (5) se înlocuiește în (4) și în acest mod s-a determinat raza cilindrului exterior.

Astfel, mașina este dimensionată optim avînd în vedere o valoare maximă pentru M .

3. Micromotor electrostatic plan

În varianta plană, micromașina este formată dintr-un rotor plan 1, constituit din două semicercuri (fig. 2), care se rotește între armăturile statorice plane 2. Când armăturile B sînt sub tensiune, armăturile A nu sînt alimentate și invers. În acest fel rotorul dielectric 1 este atras succesiv între armăturile $B-B$, apoi, $A-A$ ș.a.m.d. Problema echilibrării artificiale a rotorului nu se pune la acest tip de mașină, deoarece prin construcția funcțională a ei rezultă o simetrie axială perfectă. Din această cauză și datorită simplității constructive, această soluție s-a preferat în realizarea practică a micromașinii electrostatice.

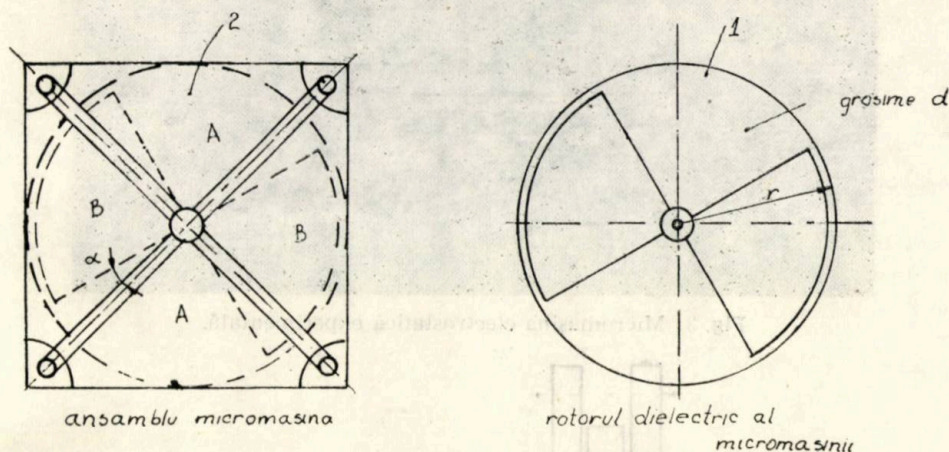


Fig. 2. Micromotor electrostatic plan.

Metoda de calcul a performanțelor este analogă cazului precedent.

Energia electrostatică a condensatorului $B-B$ este :

$$W_e = W_{e_{aer}} + W_{e_{er}} = 2 \left(\frac{1}{2} C_{er} \cdot U_1^2 + \frac{1}{2} C_{aer} \cdot U_1^2 \right) =$$

$$= U_1^2 \left[\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \alpha \cdot r^2}{2 \cdot d} + \frac{\epsilon_0 \cdot r^2 (\pi - 2\alpha)}{4 \cdot d} \right] = \frac{U_1^2}{4 \cdot d} \cdot [\epsilon_0 \cdot r^2 \cdot (\pi + 2\alpha \cdot \kappa_e)] \quad (6)$$

Cuplul obținut prin derivarea energiei electrostatice în raport cu unghiul α se scrie sub forma :

$$M = \frac{U_1^2 \cdot \epsilon_0 \cdot r^2 \cdot \kappa_e}{2 \cdot d} \quad (7)$$

Dar : $U_1/d = R_{aer}$ și expresia cuplului devine :

$$M = \frac{1}{4} U_1 \cdot R_{aer} \cdot \epsilon_0 \cdot r^2 \cdot \kappa_e \quad (8)$$

o dependență liniară de tensiunea de alimentare. Așadar, nu mai rezultă o valoare optimă pentru U_1 corelată cu dimensiunile geometrice ale mașinii, ca la micromotorul electrostatic cilindric.

Este de preferat, pentru obținerea unor cupluri cât mai mari, să se lucreze cu tensiuni cât mai ridicate.



4. Rezultate experimentale

S-a realizat practic o micromașină electrostatică plană cu rotorul din safir sintetic (cu $\epsilon_r=12$) și statorul format din două plăci de sticlătextolit acoperite cu cupru (fig. 3).

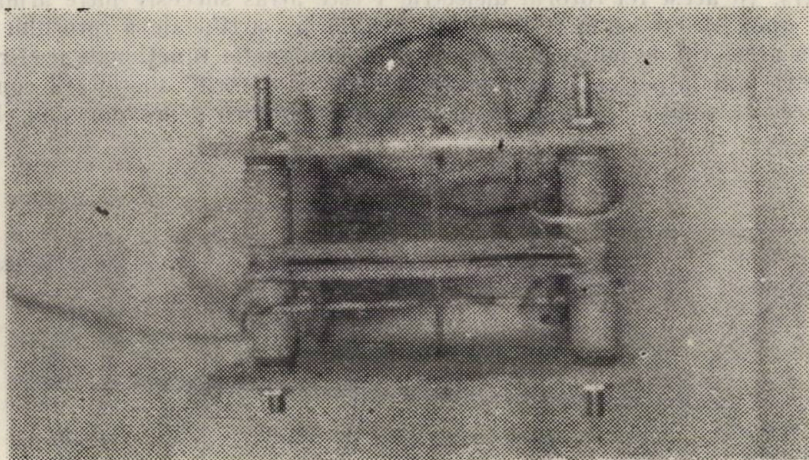


Fig. 3. Micromașina electrostatică experimentală.

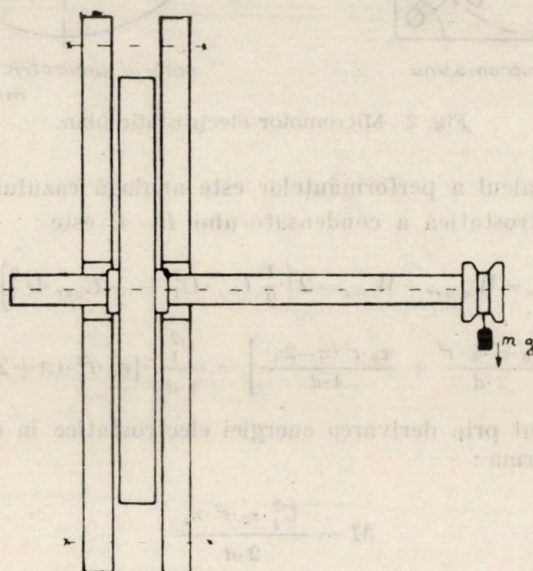


Fig. 4. Măsurarea cuplului.

Cuplul dezvoltat, în regim de pornire, s-a măsurat cu ajutorul instalației prezentate în fig. 4.

S-a calculat și măsurat experimental, în funcție de tensiunea de alimentare, cuplul în regim static. Rezultatele sînt date în fig. 5.

Se observă o bună concordanță între rezultatele teoretice și cele experimentale. Erorile mai mari se observă în zona cuplurilor mici datorită frecărilor din lagăre comparabile cu cuplul dezvoltat de mașină.

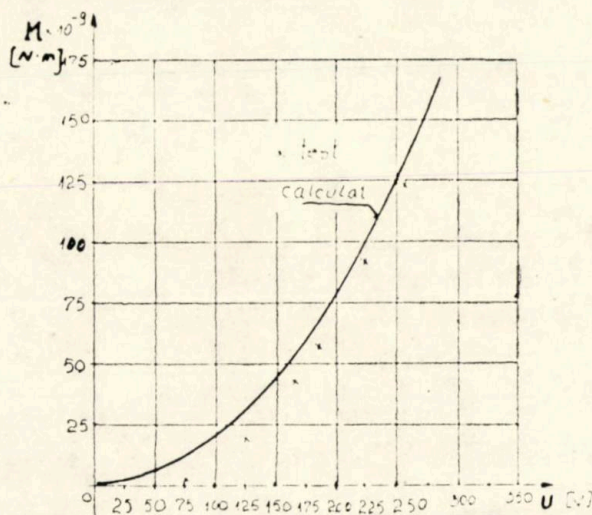


Fig. 5. Variația cu tensiunea a cuplului micromașinii electrostatice.

Obținerea unor rezultate experimentale și în sarcină ($n \neq 0$) presupune o aparatură de măsurare a cuplurilor extrem de fină (datorită valorilor foarte mici ce trebuie măsurate), pe care autorul nu a avut-o la dispoziție.

5. Concluzii

Variantele prezentate oferă două micromașini electrostatice concepute ca motor și care au următoarele avantaje :

- sînt mașini electrice fără fier, consumul de cupru fiind doar 2% din greutatea totală a mașinii ;
- pot dezvolta turații foarte ridicate, în care scop se vor face cu lagăre magnetice pentru a elimina pe cît posibil frecările ;
- pot funcționa în regim de micromotoare pas cu pas impunîndu-se astfel în acționările cu comandă numerică (tehnică de calcul, aviație, etc.).

Rezultatele calculelor, în concordanță cu cele experimentale, validează modelul teoretic folosit.

Principiile optimele prezentate conduc la soluții practice convenabile economic și tehnic.

BIBLIOGRAFIE

1. B a b e s c u, M. — „Micromașină electrostatică” — dosar OSIM nr. 95749.
2. D e S a b a t a, I. — „Bazele electrotehnicii” — curs, litografia IPT.
3. Ș o r a, I. — „Bazele electrotehnicii” — curs, litografie IPT.

ELECTROSTATISCHE KLEINMOTOREN

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der vorliegenden Arbeit werden zwei Bautypen der elektrostatischen Kleinmotoren gezeigt. Die Leistungen werden berechnet und es werden Anhaltspunkte zur optimalen Projektierung gegeben. Die theoretischen Ergebnisse wurden auf einer Versuchsanlage, die zu diesem Zweck gebaut wurden überprüft.

PERMEANȚA CRESTĂTURII CIRCULARE CU DOUĂ ISTMURI

DE

IOAN FETIȚĂ

I. Formularea problemei.

La funcționarea mașinii asincrone cu dublă colivie la frecvențe rotorice mici, curentul din colivia exterioară scade sensibil față de cel din colivia interioară, datorită atenuării efectului de refulare și diferenței accentuate între conductivitățile conductoarelor celor două colivii [1].

Acest fapt permite considerarea repartizării curentului doar în colivia interioară astfel încât la calculul permanenței de dispersie a crestăturii coliviei superioare se poate utiliza un model de calcul simplu.

În fig. 1a se prezintă un astfel de model, în secțiune transversală, în care cavitatea cilindrică interioară, de forma arbitrară, conține un conductor (filiform sau masiv) parcurs de curentul i .

În ipoteza că permeabilitatea magnetică relativă a materialului feromagnetic este cu mult mai mare decât a materialului care ocupa crestătura cilindrică circulară, componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic de dispersie pe suprafața crestăturii va fi nulă în orice punct al acesteia. De asemenea intensitatea cîmpului magnetic $\vec{H}$ are valori neglijabile în oțel și ca urmare tensiunea

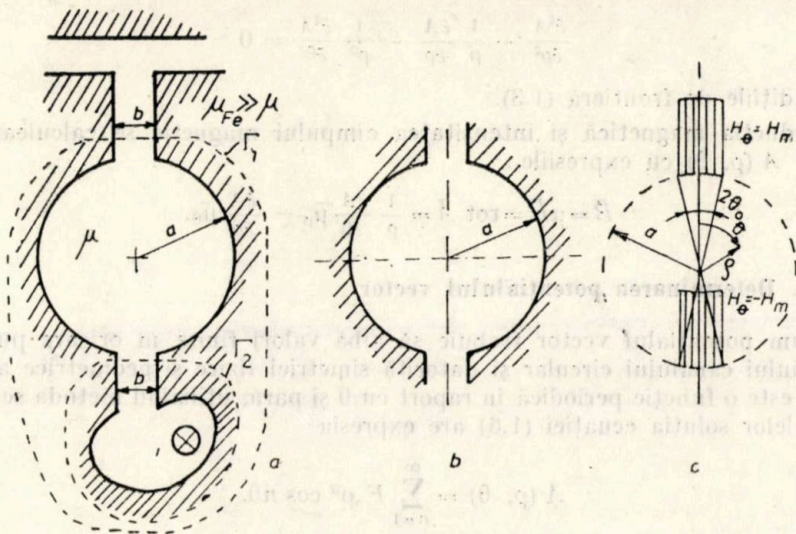


Fig. 1.

magnetomotoare corespunzătoare unei curbe închise (Γ_1 sau Γ_2) care înlanțuie conductorul parcurs de curent și care trece prin materialul feromagnetic închizându-se prin istmuri, se repartizează numai pe lățimea istmului.

Dacă istmurile sînt suficient de înguste în raport cu înălțimile lor, cîmpul magnetic din interiorul lor va fi uniform și de intensitate

$$H_m = \frac{i}{b}. \quad (1.1)$$

Admițînd că lățimea b este suficient de mică (v. [2]) valoarea componentei tangențiale a intensității cîmpului magnetic pe arcele de cerc de lungimi $2a\theta_0$ (fig. 1 c) poate fi aproximată astfel:

$$H_\theta(a, \theta) \cong \frac{i}{2a\theta_0} = H_m \quad (1.2)$$

θ fiind coordonata unghiulară a sistemului ortogonal cilindric (ρ, θ, Z), (în care se va lucra), avînd originea pe axa de simetrie Z .

Cu ipotezele acceptate, condițiile de frontieră pentru cavitatea cilindrică (fig. 1 b) se pot formula astfel (fig. 1 c)

$$H_\theta(a, \theta) = \begin{cases} \frac{i}{2a\theta_0}, & \text{pentru } -\theta_0 \leq \theta \leq \theta_0; \\ -\frac{i}{2a\theta_0}, & \text{pentru } \pi - \theta_0 \leq \theta \leq \pi + \theta_0 \\ 0, & \text{pentru restul periferiei } 2\pi a \end{cases} \quad (1.3)$$

Crestătura fiind cilindrică cîmpul magnetic este plan-parallel și vectorul potențial magnetic $\vec{A}$, are o singură componentă spațială și anume în direcția Z .

$$\vec{A} = A(\rho, \theta) \vec{h}. \quad (1.4)$$

Pentru determinarea cîmpului magnetic din porțiunea circulară, a creștăturii trebuie rezolvată deci ecuația:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (1.5)$$

cu condițiile de frontieră (1.3).

Inducția magnetică și intensitatea cîmpului magnetic se calculează din soluția $A(\rho, \theta)$ cu expresiile:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \text{rot } \vec{A} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial A}{\partial \theta} \vec{\mu}_\rho - \frac{\partial A}{\partial \rho} \vec{\mu}_\theta. \quad (1.6)$$

II. Determinarea potențialului vector

Cum potențialul vector trebuie să aibă valori finite în oricare punct al domeniului canalului circular și datorită simetriei fizice și geometrice a sistemului, este o funcție periodică în raport cu θ și pară, utilizînd metoda separării variabilelor soluția ecuației (1.6) are expresia

$$A(\rho, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \rho^n \cos n\theta. \quad (2.1)$$

în care constantele F_n se determină din condițiile de frontieră.

Dezvoltând condițiile (1.3) în serie Fourier în raport cu θ , ele primesc forma :

$$H_{\theta}(a, \theta) = \frac{4H_m}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\theta_0}{(2k-1)} \cos(2k-1)\theta. \quad (2.2)$$

Pe de altă parte cu (2.1) se obține :

$$H_0(a, \theta) = - \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial \rho} \Big|_{\rho=a} = - \frac{1}{\mu} \sum_{n=1}^{\infty} F_n n a^{n-1} \cos n\theta. \quad (2.3)$$

Identificînd (2.3) cu (2.2) rezultă :

$$F_{2k} = 0$$

$$F_{2k-1} = - \frac{4\mu H_m}{\pi} \cdot \frac{\sin(2k-1)\theta_0}{(2k-1)^2} \cdot \frac{1}{a^{2k-2}} \quad (2.4)$$

astfel încît

$$A(\rho, \theta) = - \frac{4\mu H_m a}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\theta_0}{(2k-1)^2} \cdot \left(\frac{\rho}{a}\right)^{2k-1} \cdot \cos(2k-1)\theta. \quad (2.5)$$

III. Calculul permeanței

Permeanța se poate calcula în cazul acesta în două moduri :

a. Definind pe $\vec{B}$

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$$

fluxul magnetic printr-o suprafață S_{Γ} care se sprijină pe conturul închis Γ , se determină :

$$\Phi = \int_{S_{\Gamma}} (\vec{B} \cdot d\vec{s}) = \int_{S_{\Gamma}} (\text{rot } \vec{A} \cdot d\vec{s}) = \oint_{\Gamma} (\vec{A} \cdot d\vec{l}). \quad (3.2)$$

Considerînd pe Γ din patru segmente, dintre care două de lungimi egale cu l sînt generatoarele cilindrului de rază a și se află în istmuri, simetrice față de planul yo , (fig. 1 b), și două conținute în planele cîmpului, fluxul de dispersie corespunzătoare are expresiile :

$$\Phi = l [A(a, \theta) - A(a, \pi - \theta)] = 2lA(a, \theta). \quad (3.3)$$

Mediind valoarea fluxului pe deschiderea unghiulară $2\theta_0$,

$$\tilde{\Phi}_{\sigma} = \frac{1}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} \Phi_{\sigma} d\theta = \frac{l}{\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} A(a, \theta) d\theta = \frac{4\mu l}{\pi \theta_0^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(2k-1)\theta_0}{(2k-1)^3}, \quad (3.4)$$

inductivitatea ($L_{\sigma\Phi}$), permeanța ($\Lambda_{\sigma\Phi}$) și permeanța specifică de dispersie a creștăturii circulare ($\lambda_{\sigma\Phi}$) se determină imediat din acest flux :

$$L_{\sigma\Phi} = \Lambda_{\sigma\Phi} = \mu l \lambda_{\sigma\Phi} = \frac{4\mu l}{\pi \theta_0^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(2k-1)\theta_0}{(2k-1)^3}. \quad (3.5)$$

Expresia din (3.5) primește o formă mai simplă dacă se ține seama că în condițiile aproximării (1.2), suma seria se poate estima astfel :

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(2k-1)\theta_0}{(2k-1)^3} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2 k\theta_0}{k^3} - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2 2k\theta_0}{(2k)^3}. \quad (3.6)$$

Observînd că, [3],

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2 k\theta_0}{k^3} \cong [1,5 - \ln(2\theta_0)] \theta_0^2 \text{ și că } \theta_0 \cong \frac{b}{2a} \quad (3.7)$$

din (3.5) cu (3.6) și (3.7) rezultă următoarea expresie simplă pentru permeanța specifică :

$$\lambda_{\sigma\Phi} = 1,397 - 0,637 \ln \left(\frac{b}{a} \right). \quad (3.8)$$

b. Din definiția energetică a inductivității rezultă :

$$L_{\sigma en} = \frac{2W_m}{i^2} = \frac{1}{i^2} \int_{v_c} (\vec{B} \cdot \vec{H}) dv = \frac{1}{i^2} \int_{v_c} (\text{rot } \vec{A} \cdot \vec{H}) dv. \quad (3.9)$$

Ținînd seama de dezvoltarea :

$$\vec{H} \cdot \text{rot } \vec{A} = \text{div} [\vec{A} \times \vec{H}] + \vec{A} \cdot \text{rot } \vec{H} = \text{div} [\vec{A} \times \vec{H}] ; (\text{rot } \vec{H} = 0), \quad (3.10)$$

și de observația ca pe suprafața cilindrului produsul $[\vec{A} \times \vec{H}] \cdot d\vec{s} = -AH_\theta ds$, elementul de arie avînd expresia :

$ds = 1a d\theta$, expresia lui $L_{\sigma en}$ devine

$$\begin{aligned} L_{\sigma en} &= - \frac{2al}{i^2} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} AH_\theta(a, \theta) \cdot d\theta = - \frac{2alH_m}{i^2} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} A(a, \theta) d\theta = \\ &= \frac{4\mu l}{\pi\theta_0^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin^2(2k-1)\theta_0}{(2k-1)^3} = L_{\sigma\Phi}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

În consecință cele două moduri de calculare a inductivității interne respectiv a permeanței creștăturii dau același rezultat.

Din [4] și [5] rezultă următoarea expresie pentru permeanța specifică

$$\lambda_\sigma = \text{arc sin} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{b}{a} \right)^2}. \quad (3.12)$$

Rezultatele obținute utilizînd formula (3.8) și formula (3.12) s-au reprezentat grafic în fig. 2 în funcție de raportul $\frac{b}{a}$.

Din expresia (3.8) rezultă permeanța parțială a unei zone semicirculare a cărei bază este o suprafață de cîmp, dintr-o creștătură oarecare (fig. 3 a) :

$$\lambda_{\sigma^{1/2}} = 0,698 - 0,318 \ln \left(\frac{b}{a} \right). \quad (3.13)$$

În [2] s-a dedus expresia permeanței creștăturii semicirculare a cărei bază este normală suprafețelor de cîmp (fig. 3b) :

$$\lambda_{\sigma sc} = 0,336 - 0,318 \ln \left(\frac{b}{a} \right).$$

Diferența între expresiile (3.13) și (3.14) se justifică și cu un calcul aproximativ pentru care spectrele de cîmp se aproximează ca în fig. 3 b.

IV. Observații și concluzii

1. Expresia (3.8) a permeanței specifice este corectă pentru lățimi ale istmurilor, egale și suficient de mici, pentru medii liniare și o permeabilitate

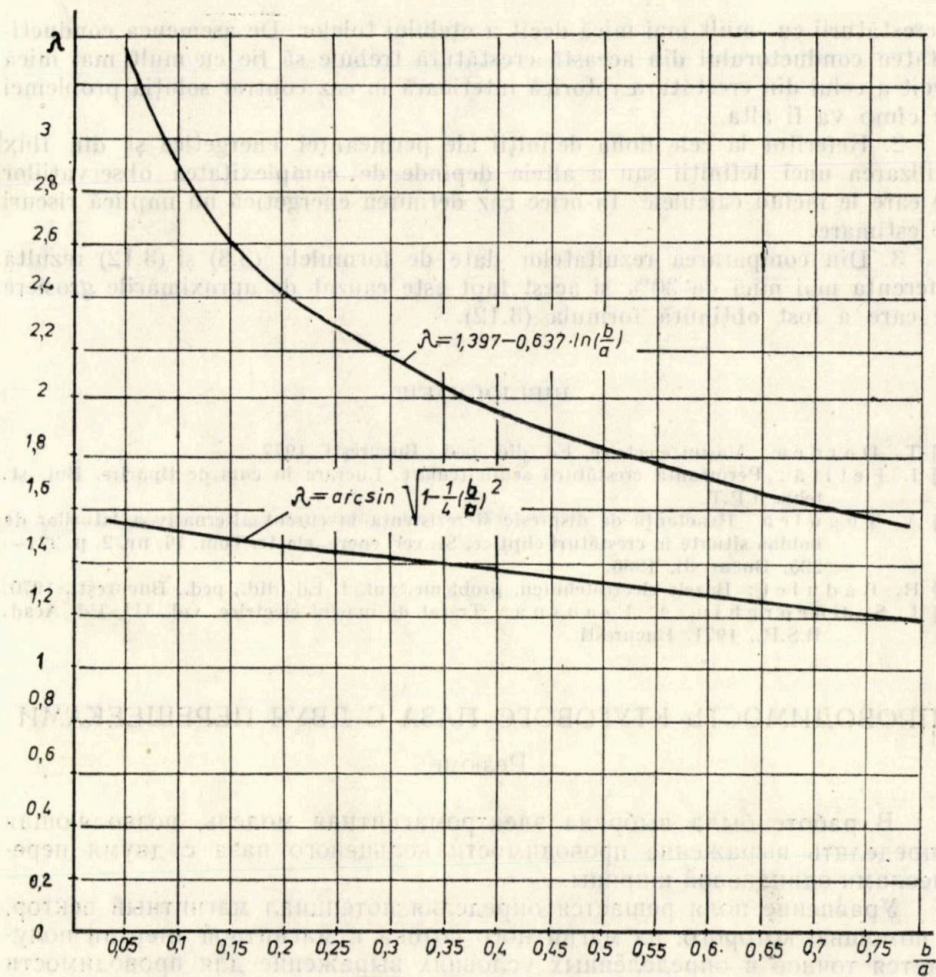


Fig. 2.

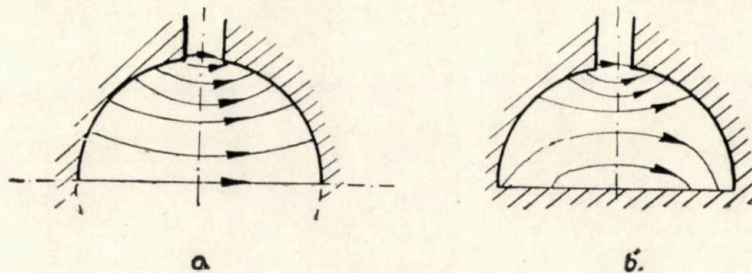


Fig. 3.

a creștăturii cu mult mai mică decât a oțelului tolelor. De asemenea conductivitatea conductorului din această creștătură trebuie să fie cu mult mai mică decât a celui din creștătura rotorică interioară în caz contrar soluția problemei de câmp va fi alta.

2. Referitor la cele două deliniții ale permeanței energetice și din flux utilizarea unei definiții sau a alteia depinde de complexitatea observațiilor pe care le includ calculele. În orice caz definirea energetică nu implică riscuri de estimare.

3. Din compararea rezultatelor date de formulele (3.8) și (3.12) rezultă diferența mai mică de 30% și acest fapt este cauzat de aproximările grosiere în care a fost obținută formula (3.12).

BIBLIOGRAFIE

- [1] T. Dordea: Mașini electrice, Ed. did. ped., București, 1977.
- [2] I. Fetișă: Permeanța creștăturii semicirculare. Lucrare în curs de tipărire, Bul. șt. tehn. J.P.T.
- [3] A. Tugulea: Reactanța de disprezie și rezistența în curent alternativ a laturilor de bobină situate în creștături eliptice, St. cer. energ. electr. Tom. 16, nr. 2, p. 221—235, București, 1966.
- [4] R. Răduț: Bazele electrotehnicii, probleme, vol. I, Ed. did., ped., București, 1970.
- [5] I. S. Gheorghiu, A. Fransua: Tratat de mașini electrice, vol. III, Ed. Acad. R.S.R., 1971, București.

ПРОВОДИМОСТЬ КРУГОВОГО ПАЗА С ДВУЯ ПЕРЕШЕЕКАМИ

Резюме

В работе была выбрана электромагнитная модель, позволяющая определить выражение проводимости кольцевого паз с двумя перешееками одинаковой ширины.

Уравнение поля решается определяя потенциал магнитный вектор, с помощью которого, из магнитного потока и магнитной энергии получается точное в определённых условиях выражение для проводимости паз.



FUNCȚIONAREA MAȘINILOR LINIARE ÎN ZONA ALUNECĂRILOR MICI

DE

M. BABESCU

1. Introducere

Înțelegem prin alunecări mici, la mașinile liniare (M.L.), alunecările cuprinse în plaja $s \in [+0,1; -0,1]$. Funcționarea M.L. în această zonă este caracterizată de unele aspecte specifice care nu apar la o mașină electrică rotativă.

Aceste particularități apar la M.L. ca urmare a lungimii finite a mașinii în direcția de mișcare, adică a efectului longitudinal, fenomen specific M.L.

Influența efectului longitudinal, asupra performanțelor M.L., crește cu scăderea alunecării și în lucrare se prezintă caracteristicile de funcționare ale M.L. în zona alunecărilor mici unde ponderea lui este importantă.

2. Modelul matematic; metoda straturilor utilizând serii duble Fourier

Metoda de analiză se bazează pe o împărțire fictivă a indusului în straturi, fiecare strat caracterizându-se printr-o permeabilitate magnetică constantă.

Valoarea permeabilității se determină iterativ prin subrelaxare, care are la bază curba de magnetizare reală.

Solenajia primară se descompune în serii duble Fourier [1], atât după lungimea mașinii, cât și după lățime, oferind posibilitatea luării în considerare atât a efectului longitudinal cât și a celui transversal.

Modelul de calcul are la bază sistemul de coordonate dat în fig. 1.

În planul xy , modelul matematic este reprezentat în fig. 2.

Se consideră o succesiune infinită de inductoare în direcția axei OX având între ele distanța L_L , necesară ca procesele să poată fi considerate periodice, de semiperioadă $L = L_L + L_S$.

Alegerea distanței L_L se face având în vedere *factorul de calitate* al mașinii, definit ca și o măsură a posibilității transformării energiei electrice în energie mecanică de către M.L. [5].

3. Organigrama de calcul

Metoda straturilor, prezentată în lucrare, permite calculul performanțelor unei M.L., pe un calculator de capacitate medie cu cel puțin 22 K.

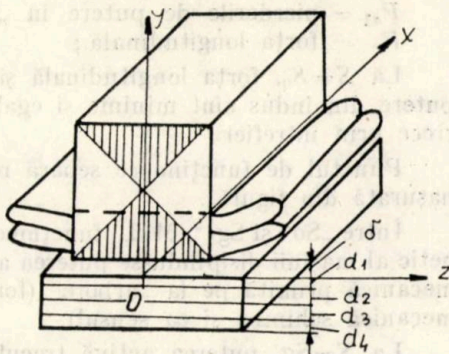


Fig. 1. Sistemul de coordonate.

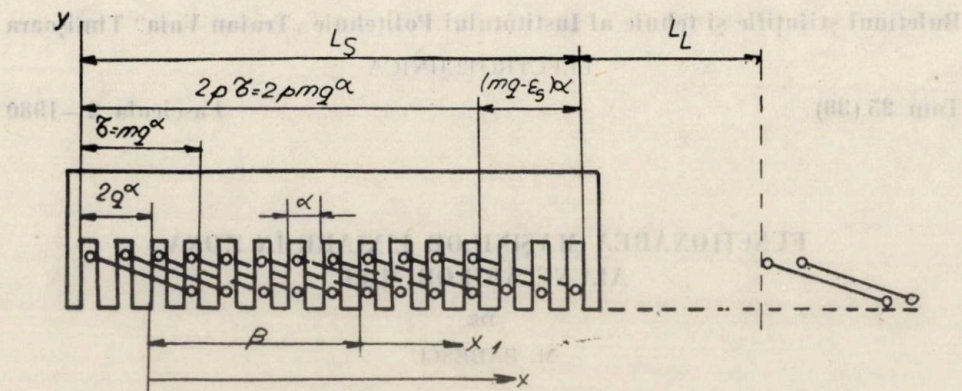


Fig. 2. Modelul matematic în planul xoy.

Programul general se compune din 2 părți (fig. 3):

- în prima parte se calculează permeabilitățile magnetice ale straturilor, corespunzătoare solicitărilor magnetice date și apoi
- în partea a doua se calculează performanțele mașinii;

Curba de magnetizare a materialului feromagnetic al indusului se inițiază în 40 de trepte prin procedura BLOCK DATA.

Permeabilitățile magnetice ale straturilor se calculează printr-un procedeu iterativ de subrelaxare (relația 1). La un coeficient de relaxare $\beta=0,9$, timpul de calcul este minim.

$$\mu_{final} = \mu_{initial} - \beta \cdot (\mu_{calculat} - \mu_{initial}) \quad (1)$$

Precizia de determinare a permeabilităților magnetice μ_i ale straturilor, influențează mult durata de calcul. În program s-a lucrat cu o precizie de 10%, timpul de calcul fiind în jur de 90 minute.

4. Caracteristicile M.L. în zona alunecărilor mici

În fig. 4 sînt reprezentate datele obținute pe ordinator la calculul randamentului, factorului de putere, forței longitudinale și a puterilor active (din indus și din întrefier), în zona alunecărilor mici.

S-au făcut următoarele notații:

P_a — puterea electromagnetică activă din întrefier;

P_{a1} — pierderile de putere în „straturile” indusului;

F_x — forța longitudinală;

La $S=S_0$, forța longitudinală și randamentul se anulează, pierderile de putere din indus sînt minime și egale cu puterea activă electromagnetică ce trece prin întrefier.

Punctul de funcționare separă regimul de motor de cel de frînă (zona hașurată din figură).

Între „So” și „Sg”, M. L. funcționează în *regim de frînă*, în indusul feromagnetic al mașinii disipându-se puterea activă ce trece prin întrefier, plus puterea mecanică primită pe la „arbore” (forța longitudinală are alt sens și puterea mecanică schimbă și ea sensul).

La $S=S_g$, puterea activă trecută din inductor, prin întrefier, în indus devine nulă (la curent constant tensiunea la borne se anulează și ea) și în do-

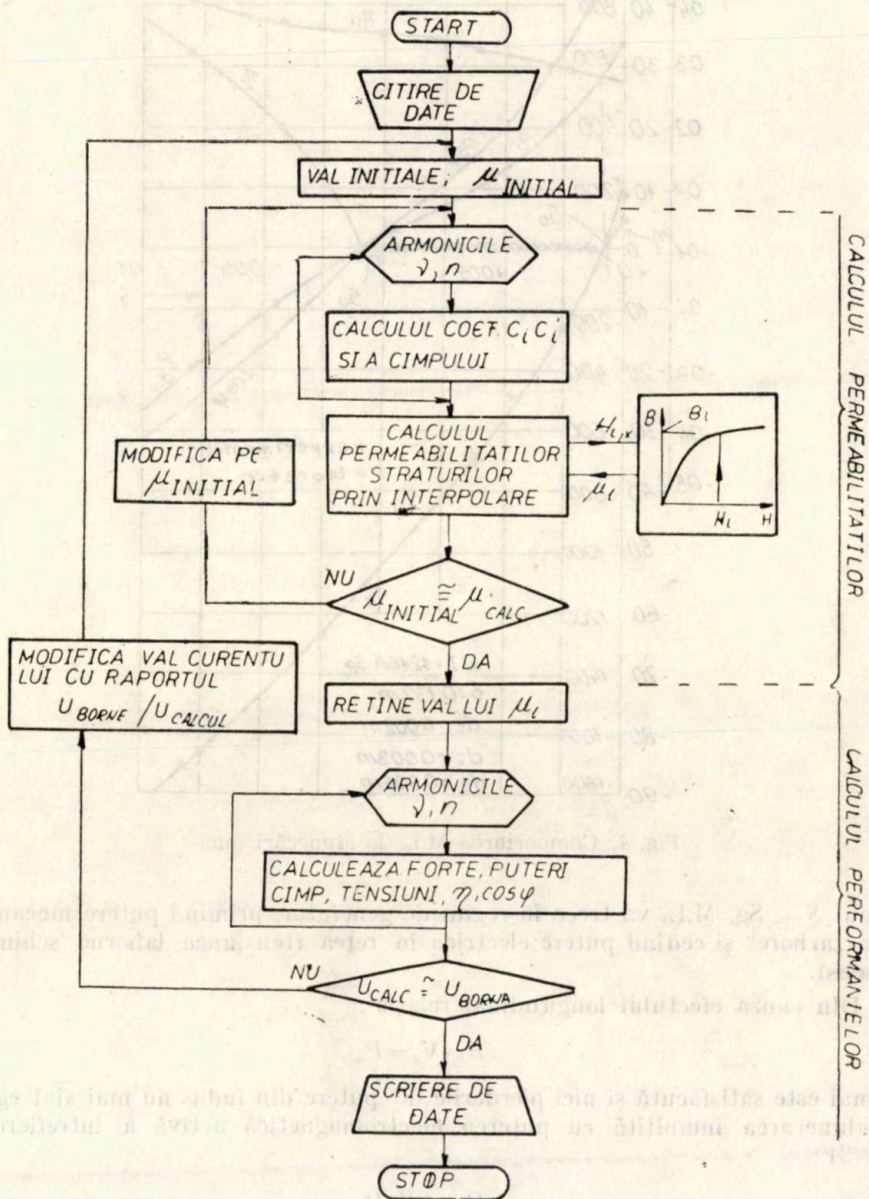


Fig. 3. Organigrama principală de calcul.

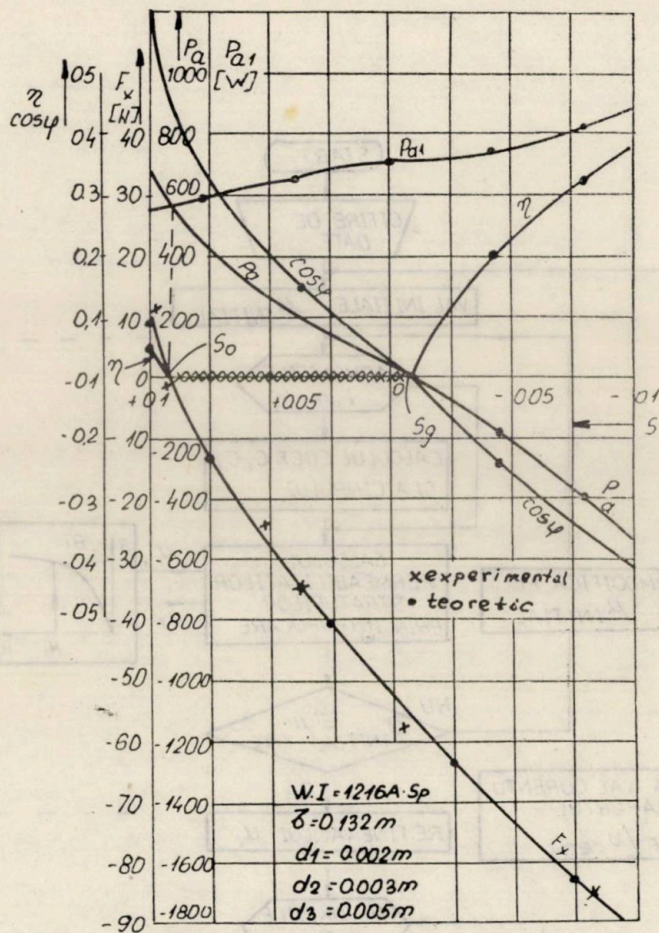


Fig. 4. Comportarea M.L. la alunecări mici

meniul $S < S_g$, M.L. va trece în regim de generator, primind putere mecanică pe la „arbore” și cedind putere electrică în rețea (tensiunea laborne schimbă de sens).

Din cauza efectului longitudinal relația :

$$F_x \cdot V_s = P_a \quad (2)$$

nu mai este satisfăcută și nici pierderile de putere din indus nu mai sînt egale cu alunecarea înmulțită cu puterea electromagnetică activă a întrefierului (rel. 3) :

$$P_{a1} \neq S \cdot P_a \quad (3)$$

Prin urmare, la M.L., în orice punct ar funcționa, pe caracteristica mecanică, avem următoarele inegalități :

$$F_x \cdot V_s < P_a \quad (4)$$

$$P_{a1} > s \cdot P_a \quad (5)$$

Pierderile din indus nu devin nule la nici o alunecare, avînd doar un minim la $S=S_0$ cînd mașina trece din regim de motor în cel de frînă.

5. Încercări experimentale

Inductorul M.L. model este de tip arc, modelînd astfel funcționarea mașinii în regim dinamic. Indusul este o roată de locomotivă avînd $\varnothing=1\ 800\text{ mm}$ (fig. 5).

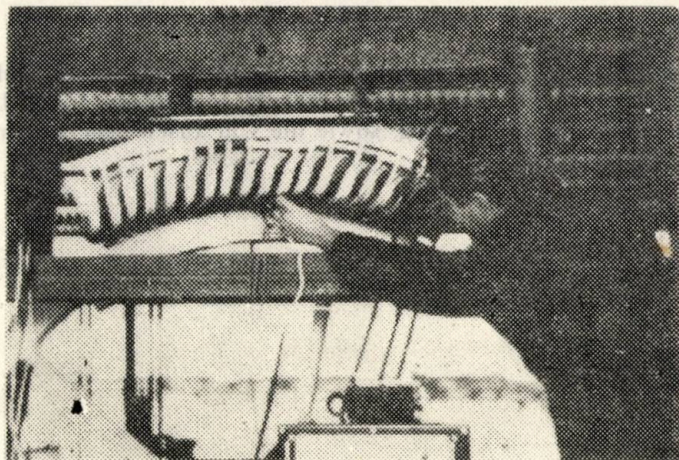


Fig. 5. Ștand de încercări în regim dinamic a M.L.

M.L. este cuplată cu o mașină de c.c. care funcționează ca generator cînd M.L. este în regim de motor ($s > s_0$) și ca motor cînd M.L. trece în regim de frînă sau generator. ($s < s_0$).

Forțele au fost măsurate prin folosirea unor doze hidraulice montate în punctele de sprijin.

Rezultatele experimentale diferă, în general, cu mai puțin de 9% față de rezultatele teoretice, validînd astfel metoda de calcul propusă.

6. Concluzii

S-a analizat funcționarea M.L. în zona alunecărilor mici, scoțînd în evidență faptul că în această zonă apare în plus, față de mașina asincronă rotativă, regimul de frînă, determinat de efectul longitudinal.

Rezultatele teoretice au fost verificate experimental pe un model de laborator.

BIBLOGRAFIE

- [1] Babescu, M. — Contribuții la calculul mașinilor liniare de inducție unilaterale — Teză de doctorat, I. P. Timișoara, 1977.
- [2] Boldea, I. Babescu, M. — A multilayer theory of d.c. linear brakes with solid — iron secondary — Proc IEE — 1976, No. 8. august p. 860—869.
- [3] Boldea, I. Nasar, S. A. — The optimum goodness criterion for linear induction motor design—manuscris.

[4] Oberretl, K. — Dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung — Arch. f. Electrotechn. Bd. 55, 1973. p. 181—190.

[5] Laithwaite, E. R. — Induction machines for special purposes — George Newnes Limited. London 1966.

BETRIEB DER LINEARMASCHINE IM NIEDRIGEN SCHLUPFBEREICH

(ZUSAMMENFASSUNG)

Durch den Endefekt bei den Linearmaschinen, in niedrigen Schlupfbereich, erscheint der Bremsbereich. Im Sekundär bleibt sowohl durch den Luftspaltgetriggerte electromagnetische Leistung, sowie die von ausen gegebene mechanische Leistung.

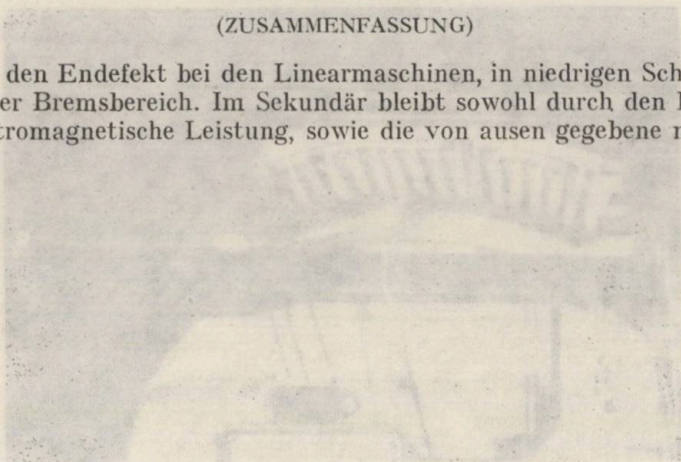


Fig. 5. Schaubild des Linearmotors im niedrigen Schlupfbereich.

Die Maschine ist eine dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. Die Maschine ist eine dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. Die Maschine ist eine dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung.

A. Oberretl

Die Maschine ist eine dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. Die Maschine ist eine dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. Die Maschine ist eine dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Oberretl, K. — Dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung — Arch. f. Electrotechn. Bd. 55, 1973. p. 181—190.
- [2] Laithwaite, E. R. — Induction machines for special purposes — George Newnes Limited. London 1966.
- [3] Oberretl, K. — Dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung — Arch. f. Electrotechn. Bd. 55, 1973. p. 181—190.

CU PRIVIRE LA INTEGRAREA SCHEMEI FLUXURILOR TEHNOLOGICE DE FABRICAȚIE ÎN DOCUMENTAȚIA TEHNOLOGICĂ

DE

ST. BARTZER

1. Introducere

În cazul produselor complexe, alcătuite dintr-un număr mare de repere și subansambluri de diferite ordine, cum este și cazul produselor electrotehnice și electronice, documentația tehnologică detaliată, caracteristică producției de serie și de masă, este voluminoasă, conținând foarte multe file.

Pentru a asigura redarea completă prin fișe tehnologice, într-o formă concentrată și ușor de urmărit, a datelor privind tehnologia de realizare și încercare a produselor electrotehnice și electronice, într-o lucrare anterioară [1] s-a propus și prezentat un nou formular tip de fișă tehnologică pentru astfel de produse. Formularul menționat mai are avantajul că permite folosirea în documentația tehnologică a unor „subprograme tehnologice” pentru acele părți ale tehnologiei care se repetă sau care sînt comune mai multor produse.

Pentru a asigura o privire de ansamblu asupra procesului tehnologic proiectat și a facilita folosirea fișelor tehnologice întocmite pe formulare de tipul celui prezentat în [1], în lucrarea de față se propune integrarea în documentația tehnologică a unei scheme a fluxurilor tehnologice de fabricație.

2. Schema fluxurilor tehnologice de fabricație

Fiecare reper sau subansamblu component al unui produs complex se fabrică după o tehnologie proprie, prin care sînt precizate atât felul și ordinea de succesiune a operațiilor tehnologice (de prelucrare, tratare, asamblare și control), cît și mijloacele de realizare a acestora. Prin planul de amplasare a utilajelor tehnologice sau a locurilor de muncă este stabilit, în ordine cronologică, drumul pe care trebuie să-l urmeze fiecare reper sau subansamblu în cadrul procesului tehnologic de fabricație, de la intrare ca material sau semi-fabricat pînă la ieșirea ca produs finit. Acest drum constituie fluxul tehnologic.

În ansamblul procesului tehnologic de fabricație al unui produs se deosebesc fluxuri tehnologice ale reperelor și fluxuri tehnologice ale subansamblurilor. Două sau mai multe fluxuri tehnologice se unesc în cadrul unei operații de asamblare, rezultînd fluxul tehnologic al unui subansamblu sau al produsului finit. Fluxul tehnologic al unui subansamblu este în serie cu fluxurile tehnologice ale reperelor și subansamblurilor de ordin inferior componente și în paralel cu fluxurile tehnologice ale altor subansambluri și repere care compun un

subansamblu de ordin superior. Mai există situații când un anumit flux tehnologic comun se divide în două sau mai multe fluxuri individuale, cum este de exemplu cazul fabricării miezurilor magnetice stator și rotor ale motoarelor asincrone, pentru care tolele stator și rotor se ștanțează simultan cu ajutorul unei ștanțe cu acțiune succesivă. Toate aceste situații pot fi reprezentate grafic sub forma unei scheme bloc (v. figura 1).

Schema fluxurilor tehnologice de fabricație a unui produs (sau a unei părți oarecare a acestuia) se definește ca fiind reprezentarea grafică, printr-un sistem arborescent, în succesiunea lor tehnologică, a tuturor transformărilor și controalelor prin care trec reperiile și subansamblurile componente ale produsului în cadrul procesului tehnologic de fabricație.

Schema fluxurilor tehnologice de fabricație poate fi „parțială” (pentru o parte oarecare a unui produs) sau „generală” (pentru întregul produs), respectiv „simplificată” (cu operațiile tehnologice concentrate pe categorii sau tipuri de operații) sau „detaliată” (cu toate operațiile tehnologice, inclusiv cele de C.T.C., evidențiate separat).

În figura 2 se prezintă, spre exemplificare, schema fluxurilor tehnologice de confecționare a statoarelor bobinate destinate unor motoare asincrone.

3. Corespondența dintre schema fluxurilor tehnologice și fișele tehnologice

Pentru a realiza corespondența între fluxurile tehnologice reprezentate în schemă și operațiile tehnologice componente descrise în fișele tehnologice, se propun, în principiu, următoarele:

a) Marcarea fiecărui flux tehnologic distinct din schemă cu câte un număr de ordine, ales de preferință în ordinea de reunire a fluxurilor în cadrul operațiilor de asamblare, conform exemplificărilor din figurile 1 și 2.

Numerele de ordine ale fluxurilor distincte se înscriu în câte un cerculeț desenat la sfârșitul fluxului respectiv.

Numărul de ordine atribuit unui flux tehnologic comun, care se divide în fluxuri individuale, se compune din numerele de ordine ale fluxurilor individuale, separate printr-o linie oblică.

Liniile de intrare în operă a materialelor și/sau semifabricatelor care nu suferă transformări tehnologice, respectiv nu au operații tehnologice corespundente înscrise în fișele tehnologice, nu se numerotează.

b) Completarea numărului de ordine al fiecărei operații descrise în fișa tehnologică (coloana „N.O.” din fișă) cu numărul de ordine al fluxului tehnologic din care face parte operația respectivă.

Dacă se notează cu v numărul de ordine al unui anumit flux tehnologic și cu xyz numărul de ordine al unei anumite operații tehnologice din fluxul v , atunci în coloana „N.O.” a fișei tehnologice [1], pentru operația tehnologică considerată, se înscrie numărul $v-xyz$, unde $v=1, 2, \dots, n$, $xy=01, 02, \dots, 99$, iar $z=0$ în mod normal și $z=1, 2, \dots, 9$ în cazul operațiilor omise sau prevăzute ulterior [1].

c) Prefațarea denumirii reperelor, subansamblurilor și ansamblului, pentru care se descrie tehnologia de fabricație în fișa tehnologică, cu numărul de ordine al fluxului tehnologic distinct din care rezultă. Acest număr se înscrie în prima coloană a fișei tehnologice, acum notată cu „F” (v. figura 3).

Lucrarea de față trebuie să se consulte împreună cu lucrarea [1].

Modul de înscriere a datelor la întocmirea fișei tehnologice prezentate în [1] trebuie adaptat la propunerile făcute în prezenta lucrare, în felul arătat în continuare.

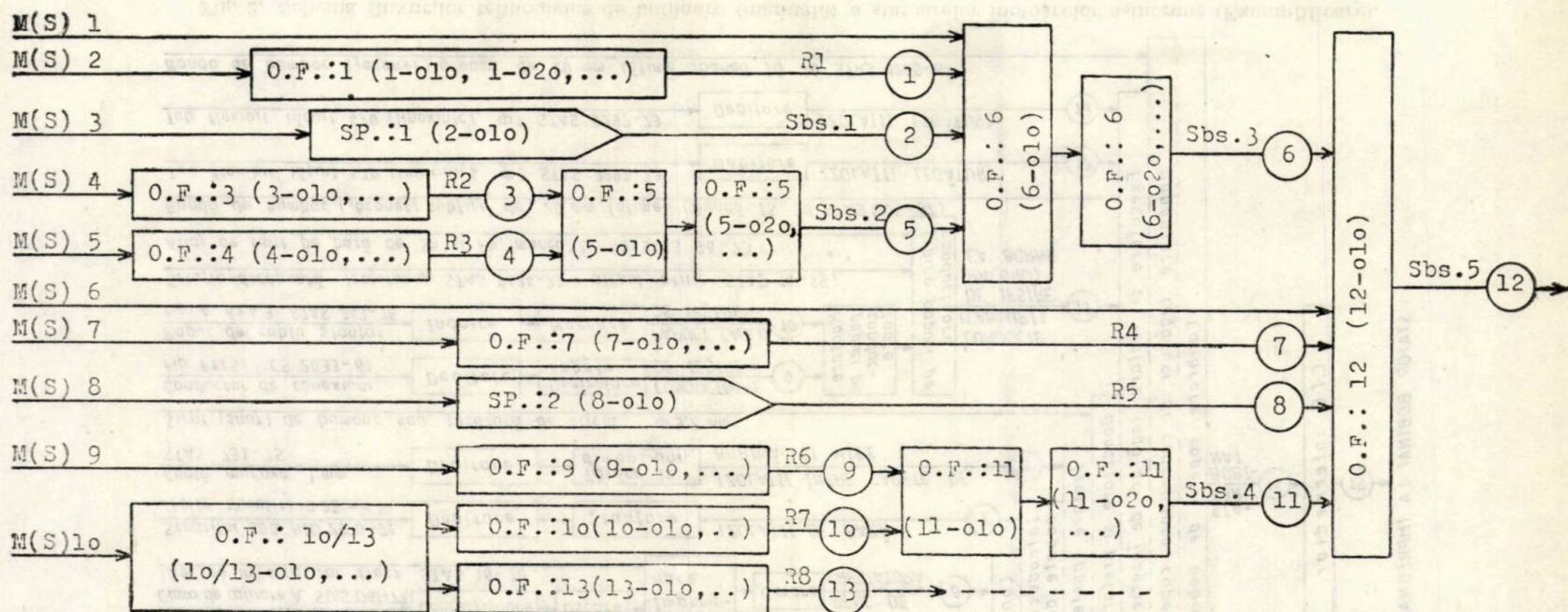


Fig. 1. Exemplificarea modului de reprezentare a schemei fluxurilor tehnologice de fabricație (forma „simplificată”), în toate situațiile caracteristice distincte posibile.

PRESCURTĂRI FOLOSITE:

- M(S) — denumirea și caracteristicile materialelor și/sau semifabricatelor care intră în operă;
- O.F. — denumirea operațiilor tehnologice (considerate în ordinea succesiunii lor) din fluxul tehnologic nr.;
- SP. — denumirea subprogramului tehnologic nr.;
- R — denumirea reperelor rezultat;
- Sbs. — denumirea subansamblului rezultat

OBSERVAȚII:

- Între paranteze s-au înscris numerele de ordine („N.O.”) ale operațiilor, cf. fișelor tehnologice (v. figura 3).
- Numerele de ordine ale fluxurilor tehnologice distincte sînt înscrise în cîte un cerculeț desenat la sfîrșitul fluxului respectiv.

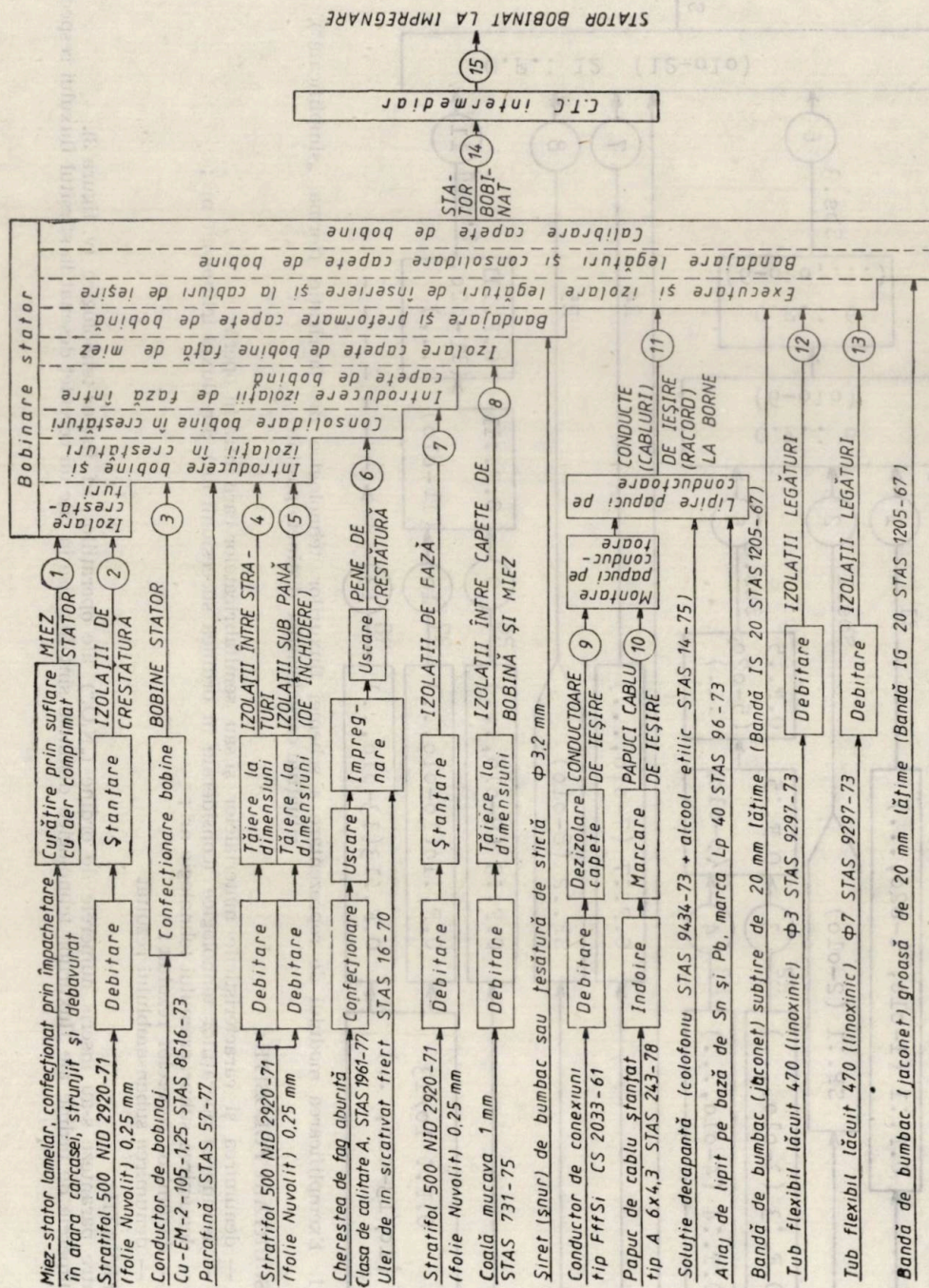


Fig. 2. Schema fluxurilor tehnologice de bobinare (manuală) a statoarelor motoarelor asincrone (Exemplificare).

Intrepr.: (.....)			FISA TEHNOLOGICA-Seria E		Pag. 1/2	
Serv.(Sectia): (.....)			Produsul:		Nr.reg. proiect:	
Intocmit (..)(..)(..)			(.....)			
Verificat (..)(..)(..)					(.....)	
F Denumirea reperului, subansambl.sau ans.			Buc/prod		Desen Nr.	
N.O. Denumirea operatiei					Cf.des.Nr	
- Aparate, piese sau materiale necesare (Denumire, tip, caract., dimensiuni etc)			Pozitie Simbol		UM Cant.	
N.F. Desfasurarea operatiei (Den.fazei)			Atelier		Ore-om	
- Documente tehnologice, utilaje, S.D.V.-uri					Docum.Nr.	
1	REPERUL R1	(.....)	(.....)	(.....)		
1-olo	Operatia 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- M(S) 2	(.....)	(.....)	(.....)		
	olo Faza 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- Documentul tehnologic	(.....)	(.....)	(.....)		
	- Utilajul tehnologic	(.....)	(.....)	(.....)		
	- S.D.V.-ul	(.....)	(.....)	(.....)		
	o2o Faza 2	(.....)	(.....)	(.....)		
	-	(.....)	(.....)	(.....)		
1-o2o	Operatia 2	(.....)	(.....)	(.....)		
	-	(.....)	(.....)	(.....)		
2	SUBANSAMBLUL Sbs.1	(.....)	(.....)	(.....)		
2-olo	Subprogramul tehnologic SP.: 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- M(S) 3	(.....)	(.....)	(.....)		
	- Documentul tehnologic	(.....)	(.....)	(.....)		
3	REPERUL R2	(.....)	(.....)	(.....)		
5	SUBANSAMBLUL Sbs.2	(.....)	(.....)	(.....)		
5-olo	Operatia 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- R2	(.....)	(.....)	(.....)		
	- R3	(.....)	(.....)	(.....)		
	olo Faza 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	-	(.....)	(.....)	(.....)		
5-o2o	Operatia 2	(.....)	(.....)	(.....)		
	-	(.....)	(.....)	(.....)		
	olo Faza 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	-	(.....)	(.....)	(.....)		
6	SUBANSAMBLUL Sbs.3	(.....)	(.....)	(.....)		
6-olo	Operatia 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- M(S) 1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- R1	(.....)	(.....)	(.....)		
	- Sbs. 1	(.....)	(.....)	(.....)		
OBSERVATII: (.....)						
Spatiile indicate cu (.....) se completează, după caz, cf.[1], cu datele corespunzătoare cazului concret considerat.						

Fig. 3. Exemplificarea modului de întocmire a fișelor tehnologice pentru a realiza corespondența cu schema fluxurilor tehnologice de fabricație din figura 1.

Intrepr.: (.....)				FISA TEHNOLOGICA-Seria E		Pag. 2/2	
Serv.(Sectia): (.....)				Produsul:		Nr.reg.	
Intocmit		(...)	(...)	(.....)		proiect:	
Verificat		(...)	(...)	(.....)		(....)	
F	Denumirea reperului, subansambl.sau ans.					Buc/prod	Desen Nr.
N.O.	Denumirea operației					Cf.des.Nr	
	- Aparate, piese sau materiale necesare (Denumire, tip, caract.,dimensiuni etc.					Pozitie Simbol	UM Cant.
	N.F. Desfășurarea operației (Den.fazei)					Atelier	Ore-om
	- Documente tehnologice, utilaje, S.D.V.-uri					Docum.Nr.	
	- Sbs. 2	(.....)			(....)	(.)	(...)
	olo Faza 1	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
	-	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!
10	REPERUL R7	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
10/13- -010	Operația 1	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	- M(S)10	(.....)			(....)	(.)	(...)
	olo Faza 1	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
	-	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!
10/13- -020	Operația 2	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!
10-030	Operația 3	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	-	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	olo Faza 1	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!
11	SUBANSAMBLUL Sbs.4	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
11-010	Operația 1	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	- R6	(.....)			(....)	(.)	(...)
	- R7	(.....)			(....)	(.)	(...)
	olo Faza 1	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!
12	SUBANSAMBLUL Sbs.5	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
12-010	Operația 1	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	- Sbs. 3	(.....)			(....)	(.)	(...)
	- M(S) 6	(.....)			(....)	(.)	(...)
	- R4	(.....)			(....)	(.)	(...)
	- R5	(.....)			(....)	(.)	(...)
	- Sbs. 4	(.....)			(....)	(.)	(...)
	olo Faza 1	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
	-	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!
13	REPERUL R8	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
13-010	Operația 1	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	-	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
	olo Faza 1	(.....)			(....)	(.....)	(.....)
	-	(.....)			(.....)	(.....)	(.....)
!	!	!	!	!	!	!	!

— Denumirile reperelor, subansamblurilor și ansamblului se înscriu în fișa tehnologică, o singură dată, înaintea datelor privind tehnologia de realizare și de control al acestora, adică înaintea înscrierii și descrierii operațiilor fluxului tehnologic din care rezultă reperul, subansamblul sau ansamblul respectiv.

— Ordinea de înscriere a reperelor, subansamblurilor și ansamblului în fișele tehnologice este determinată de ordinea de numerotare a fluxurilor tehnologice.

— Denumirile ansamblului, subansamblurilor și reperelor produsului se înscriu începând cu coloana a doua a fișei tehnologice, prima coloană, marcată cu „F”, fiind rezervată pentru înscrierea numărului de ordine al fluxului tehnologic distinct din care rezultă ansamblul, subansamblul sau reperul respectiv.

— Operațiile de asamblare și încercare se pot numera după aceleași principii ca și operațiile de prelucrare, respectând numărul de ordine al fluxului tehnologic în care se încadrează.

4. Avantajele aplicării propunerilor făcute în lucrare

Prin aplicarea propunerilor făcute în lucrare privind integrarea schemei fluxurilor tehnologice de fabricație în documentația tehnologică și privind sistemul de codificare a fluxurilor și operațiilor procesului tehnologic, se obțin următoarele avantaje :

- o privire de ansamblu facilă asupra procesului tehnologic proiectat ;
- o corespondență bidirecțională între fluxurile tehnologice reprezentate în schemă și operațiile descrise în fișele tehnologice.

Ultimul avantaj se materializează prin ușurința și rapiditatea cu care se pot găsi, respectiv stabili :

- datele înscrise în fișele tehnologice privind oricare operație a procesului tehnologic de fabricație ;
- fluxul tehnologic în care este încadrat din punct de vedere organizatoric oricare din operațiile procesului tehnologic de fabricație ;
- stadiul tehnologic de fabricație în care se găsește produsul la o anumită operație descrisă în fișa tehnologică și influența operației respective asupra calității produsului în ansamblu.

Avantajele evidențiate mai sus sînt cu atît mai importante, cu cît produsul este mai complex și documentația tehnologică este mai voluminoasă.

5. Concluzii

Bazat pe necesitatea evidențiată de a asigura o privire de ansamblu asupra proceselor tehnologice proiectate și de a facilita folosirea fișelor tehnologice întocmite pe noile formulare tip propuse de autor, în lucrare se propune integrarea în documentația tehnologică detaliată, elaborată pentru produse complexe, a unei scheme a fluxurilor tehnologice de fabricație.

În lucrare se prezintă și se exemplifică modul de reprezentare a schemei fluxurilor tehnologice de fabricație, în toate situațiile caracteristice distincte posibile, precum și modul în care este posibil, ca printr-un sistem adecvat de codificare a fluxurilor și a operațiilor procesului tehnologic, să se realizeze o corespondență bidirecțională între fiecare flux tehnologic reprezentat în schemă și operațiile componente descrise în fișele tehnologice.

Se apreciază că lucrarea este utilă tuturor celor care se ocupă cu elaborarea și aplicarea documentațiilor tehnologice.

Lucrarea constituie totodată un prim pas în realizarea unui sistem de codificare în vederea elaborării documentațiilor tehnologice cu ajutorul ordina- toarelor electronice.

BIBLIOGRAFIE

1. Bartz, St., Vlăduțiu, M. „Fișă tehnologică pentru produse electrotehnice și electronice“ Bul. științific și tehnic al I.P. Timișoara, serie Electrotehnică, 22 (36). fasc. 1, 1977, p. 181—183.

ÜBER DIE INTEGRATION DES SCHEMAS DER TECHNOLOGISCHEN FABRIKATIONSFLÜSSE IN DIE TECHNOLOGISCHE DOKUMENTATION

ZUSAMMENFASSUNG

Gestützt auf die hervorgehobene Notwendigkeit einen Gesamtblick auf die entworfenen Fabrikationsprozesse zu ermöglichen und die Benützung der neuen technologischen Laufzettel [1] zu erleichtern, wird in der Arbeit die Integration eines Schemas der technologischen Fabrikationsflüsse in die detail- lierte technologische Dokumentation komplexer Erzeugnisse vorgeschlagen.

Es wird die Art und Weise der Aufstellung des Schemas der technologischen Fabrikationsflüsse in allen möglichen unterschiedlichen charakteristischen Fällen gezeigt und exemplifiziert. Ebenso wird gezeigt und exemplifiziert wie es möglich ist, mit Hilfe eines entsprechenden Kodifikationssystems, eine zweiseitige Korrespondenz zwischen allen im Schema dargestellten technolo- gischen Fabrikationsflüssen und den dazugehörigen, in den technologischen Laufzetteln beschriebenen, Arbeitsvorgängen, zu erreichen.

Die Arbeit ist für alle diejenigen nützlich die sich mit dem Entwurf und der Anwendung technologischer Dokumentationen beschäftigen.

VARIATORUL DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ SOLUȚIE PENTRU MODIFICAREA VITEZEI MOTOARELOR LINIARE DE ACȚIONARE A MECANISMELOR DE TRANSLAȚIE

DE

POPOVICI D., SCĂREANU P., SERACIN E.

1. Introducere

În lucrare se arată o variantă aflată în curs de realizare care permite alimentarea motorului liniar în condițiile realizării cerințelor impuse mecanismelor de translație:

- viteze de translație mici (10–30 m/min pentru cărucior)
- viteze de translație medii (40–100 m/min pentru pod)
- modificarea vitezei, stabilitate și îmbunătățirea parametrilor energetici.

2. Variatorul de tensiune alternativă

Pe baza celor arătate în [1] s-a conceput și realizat un model experimental care poate fi modificat în una din schemele posibile din fig. 1.

Datele principale ale variatorului de tensiune sînt:

$$U_N = 380/220 \text{ V}, I_N = 20 \text{ A}, f = 50 \text{ Hz}, S = 7 \text{ kVA}$$

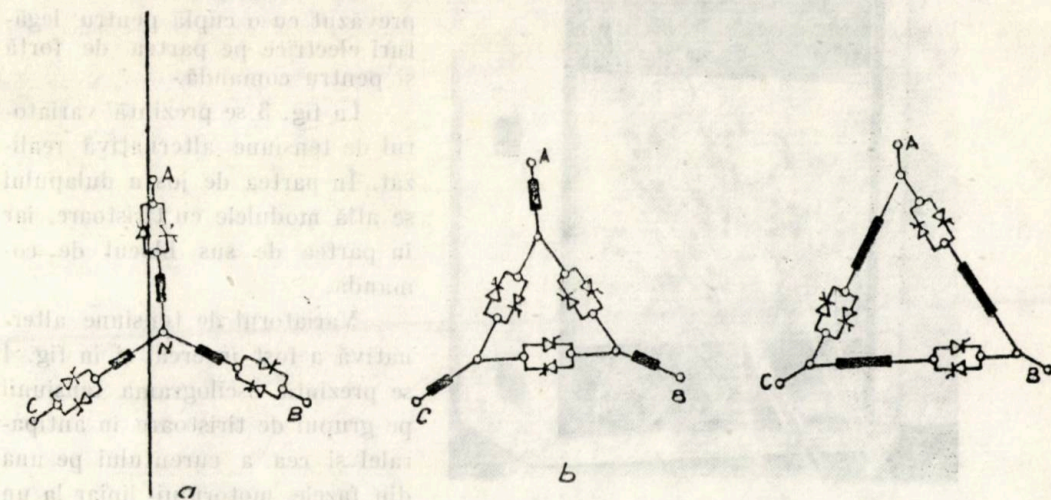


Fig. 1. Posibilitățile de dispunere a variatorului și a motorului liniar.

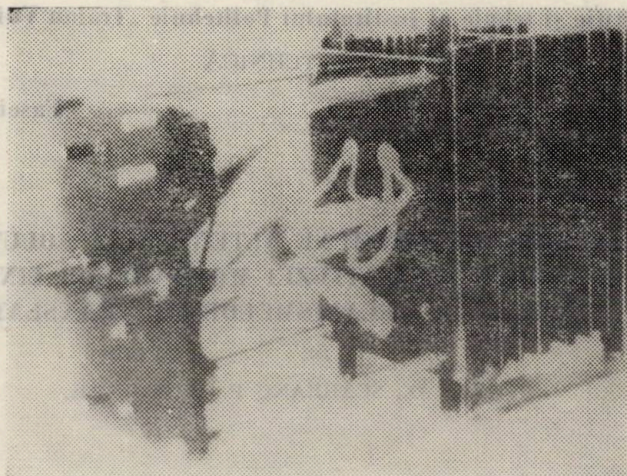


Fig. 2. Modulul de forță ce cuprinde tiristorul și protecțiile.

Posibilitățile de dispunere a variatorului și a motorului liniar sînt :

a) motor în λ , variator în λ ; b) motor în λ , variator în Δ ; c) motor în Δ , variator în Δ .

Pentru partea de forță s-au folosit tiristoare T 58 de producție IPRS, alegerea fiind făcută după puterea motorului liniar. Variatorul este executat

sub formă de dulap cu sertare în care se montează modulele care conțin tiristoarele. Aceste module sînt concepute ca elemente de sine stătătoare avînd în componența lor, tiristorul, elementele de protecție și corpul de răcire (fig. 2).

De asemenea modulul este prevăzut cu o cuplă pentru legături electrice pe partea de forță și pentru comandă.

În fig. 3 se prezintă variatorul de tensiune alternativă realizat. În partea de jos a dulapului se află modulele cu tiristoare, iar în partea de sus blocul de comandă.

Variatorul de tensiune alternativă a fost încercat și în fig. 4 se prezintă oscilograma tensiunii pe grupul de tiristoare în antiparalel și cea a curentului pe una din fazele motorului liniar la un unghi de comandă de $\approx 5\pi/6$.

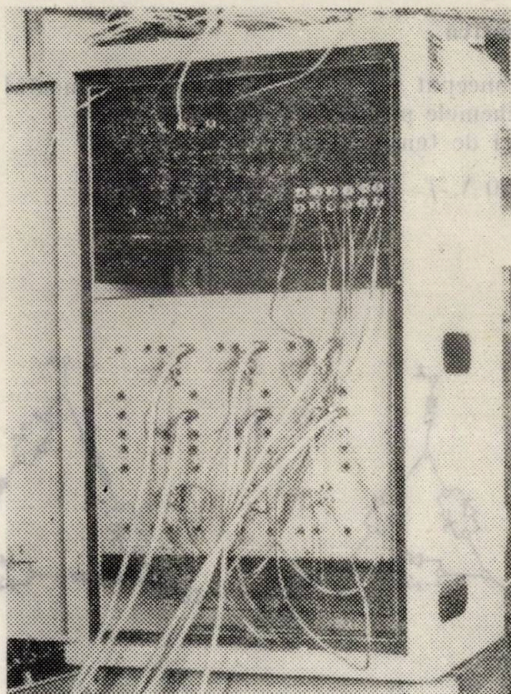


Fig. 3. Variatorul de tensiune alternativă realizat.

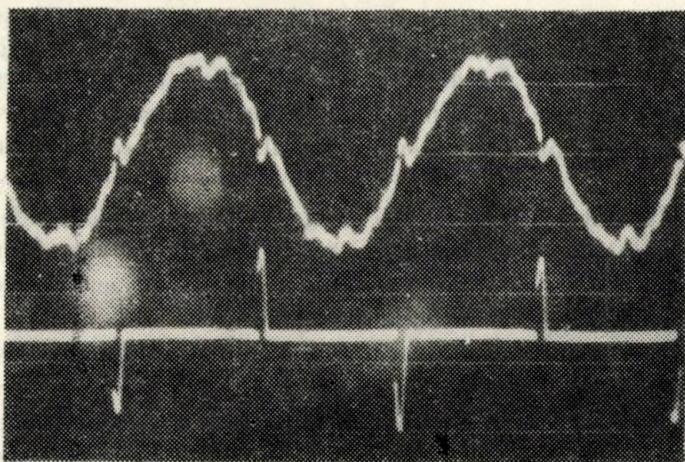


Fig. 4. Oscilograma tensiunii și a curentului în motor ridicat experimental (baza de timp 5 ms/cm, V-100 V/cm, I-10 A/cm).

3. Schema de comandă pentru mecanismul de translație

Pentru comanda motorului liniar la un mecanism de translație se consideră că schimbarea de sens este suficientă a fi făcută, pentru prima fază cu contactoare (fig. 5). În varianta ulterioară se poate renunța la contactoare prin introducerea a încă unui variator de tensiune alternativă pentru schimbarea de sens.

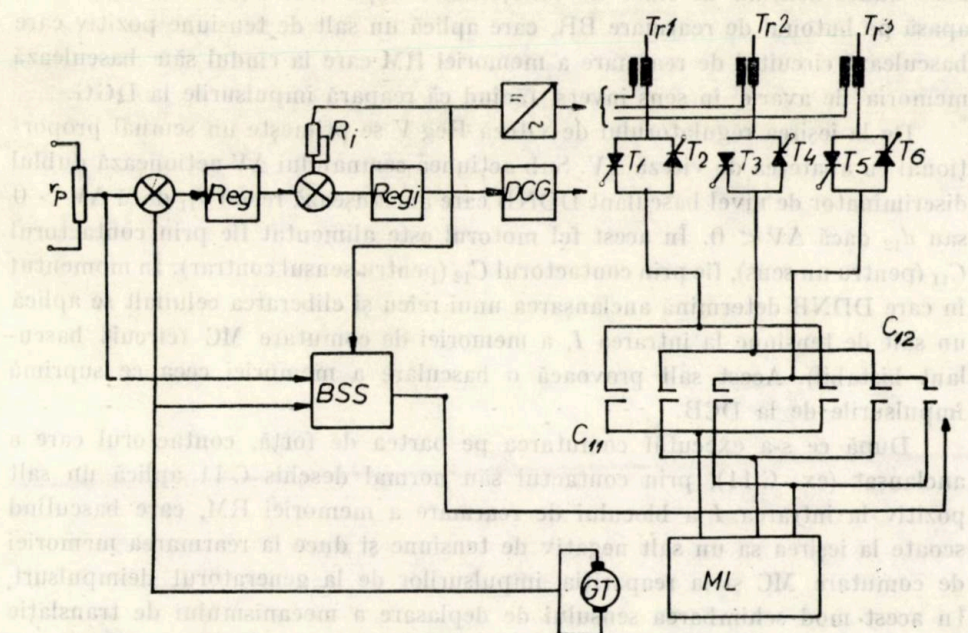


Fig. 5. Schema de principiu a comenzii motorului liniar pentru mecanismul de translație.

Potențiometrul de prescriere R_p oferă semnalul corespunzător vitezei dorite, acesta se compară cu semnalul de la reacția de viteză de la generatorul tahometric GT, iar semnalul abatere Δu este aplicat la intrarea regulatorului de viteză Reg V. Semnalul obținut, care este o tensiune pozitivă, se compară cu o tensiune corespunzătoare valorii curentului limită prescris, prin potențiometrului R_i . Acest semnal se aplică regulatorului de curent Reg i și la ieșirea sa se atacă dispozitivul de comandă pe grilă al tiristoarelor DCG.

Blocul de stabilire a sensului de deplasare BSS comandă unul din cele două contactoare potrivit sensului vitezei prescrise la potențiometrul R_p .

Logica de comutare se prezintă în fig. 6.

De la tahogeneratorul GT se obține semnalul proporțional cu viteza, care este obținut în valoare absolută în urma trecerii prin modulul de valoare absolută MVA. Discriminatorul de nivel DN_1 acționează releul de protecție la supraviteză R_{psv} la o valoare ce depășește viteza de translație maximă (valoare ajustabilă).

Discriminatorul de nivel DN_2 acționează releul de protecție la supracurent R_{psc} la o valoare ce depășește curentul maxim admis (valoare ajustabilă). Ambele rele R_{psv} și R_{psc} anclanșează un releu de avarie RGA care deconectează schema. În momentul anclanșării unuia dintre relele R_{psv} sau R_{psc} se aplică la intrarea I_1 a memoriei de avarie MA care este un circuit basculant bistabil, o treaptă de tensiune negativă care basculează memoria și aceasta prin saltul de tensiune la ieșirea sa blochează impulsurile de comandă în DCG.

În acest mod se deconectează motorul liniar în cazul unei avarii. Pentru a se aduce schema în stare de funcționare, după înlăturarea defecțiunii, se apasă pe butonul de rearmare BR, care aplică un salt de tensiune pozitiv care basculează circuitul de rearmare a memoriei RM care la rîndul său basculează memoria de avarie în sens invers, făcînd că reapară impulsurile la DCG.

De la ieșirea regulatorului de viteză Reg V se primește un semnal proporțional cu abaterea de viteză ΔV . Sub acțiunea semnalului ΔV acționează dublul discriminator de nivel basculant DDNB care anclanșează releul d_{11} dacă $\Delta V > 0$ sau d_{12} dacă $\Delta V < 0$. În acest fel motorul este alimentat fie prin contactorul C_{11} (pentru un sens), fie prin contactorul C_{12} (pentru sensul contrar). În momentul în care DDNB determină anclanșarea unui releu și eliberarea celuilalt se aplică un salt de tensiune la intrarea I , a memoriei de comutare MC (circuit basculant bistabil). Acest salt provoacă o basculare a memoriei ceea ce suprimă impulsurile de la DCB.

După ce s-a executat comutarea pe partea de forță, contactorul care a anclanșat (ex. C 11), prin contactul său normal deschis C 11 aplică un salt pozitiv la intrarea I a blocului de rearmare a memoriei RM, care basculînd scoate la ieșirea sa un salt negativ de tensiune și duce la rearmarea memoriei de comutare MC și la reapariția impulsurilor de la generatorul de impulsuri. În acest mod schimbarea sensului de deplasare a mecanismului de translație se face fără impulsuri de comandă și deci fără curent, mărindu-se fiabilitatea schemei electrice de comandă prin lipsa de solicitare a contactoarelor de sens.

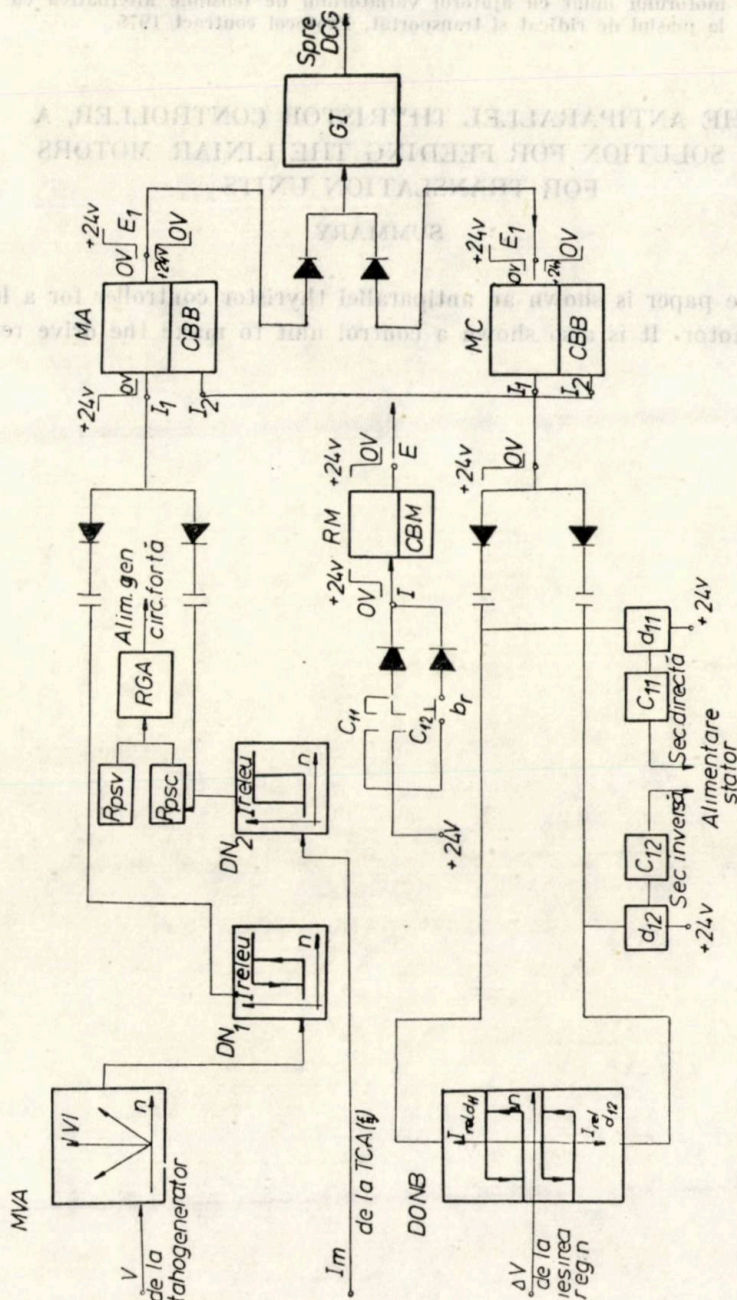


Fig. 6. Schema bloc a logicii de comutare.

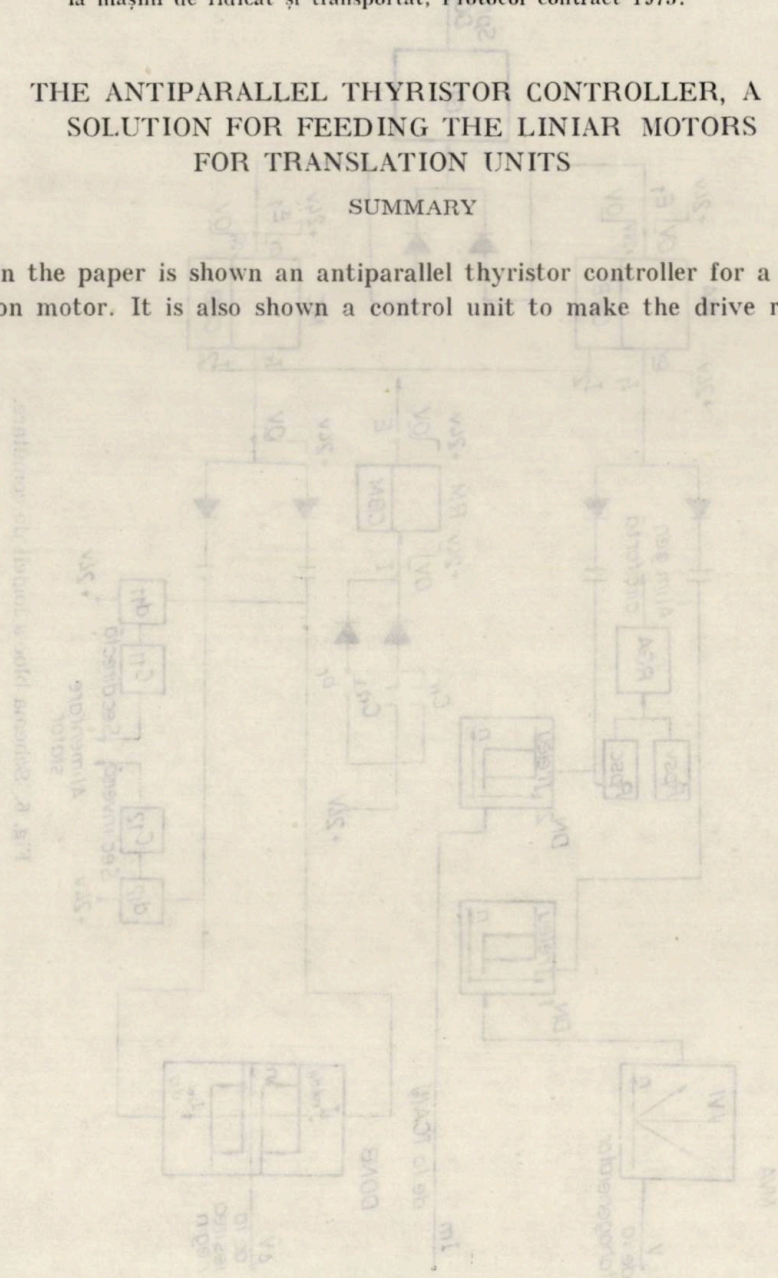
BIBLIOGRAFIE

2. D. P O P O V I C I, P. S c ă r e a n u : Studiu și stabilirea soluției privind limitarea vitezei motorului liniar cu ajutorul variatorului de tensiune alternativă cu tiristoare la mașini de ridicat și transportat, Protocol contract 1975.

THE ANTIPARALLEL THYRISTOR CONTROLLER, A SOLUTION FOR FEEDING THE LINIAR MOTORS FOR TRANSLATION UNITS

SUMMARY

In the paper is shown an antiparallel thyristor controller for a linear induction motor. It is also shown a control unit to make the drive reversible.



METODĂ DE CALCUL A REGIMULUI DE CURENT INTRERUPT LA ACȚIONĂRILE ELECTRICE ALIMENTATE CU IMPULSURI DE TENSIUNE

DE

IOAN BALACI

1. Introducere

În cazul alimentării unui motor de c.c. cu impulsuri de tensiune continuă de lățime și (sau) frecvență variabilă obținute de la un variator de tensiune continuă (V.T.C.), apar situații în care valoarea momentană a curentului prin motor devine zero înainte ca un nou impuls de tensiune continuă să se aplice la bornele motorului.

Întrucât funcționarea în acest regim denumit în lucrare „regim de curent întrerupt”, influențează mult valoarea și forma de variație a unor mărimi electrice și mecanice ale acționării, în lucrarea de față se propune o metodă de calcul a acestui regim.

O schemă de principiu pentru alimentarea unui motor de c.c. prin variator de tensiune continuă (V.T.C.) se prezintă în fig. 1. S-a considerat un V.T.C. ideal compus din întrerupătorul electronic S și dioda de năd D .

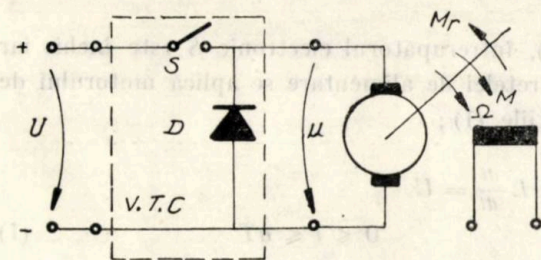


Fig. 1. Schemă de principiu pentru alimentarea unui motor de c.c. prin V.T.C.

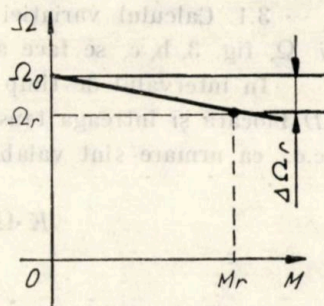


Fig. 2. Caracteristica mecanică naturală a unui motor de c.c. cu excitație separată.

2. Notății

- U — tensiunea de alimentare a V.T.C.;
- M — cuplul la arbore dezvoltat de motor;
- M_r — cuplul static rezistent la arborele motorului de c.c., considerat constant în timp;

J	— momentul de inerție al acționării, raportat la arborele motorului;
K	— constantă a mașinii [1];
T	— perioada de lucru a V.T.C.;
R	— rezistența electrică totală din circuitul indusului motorului;
L	— inductivitatea totală din circuitul indusului;
$T_e = \frac{L}{R}$	— constanta electromagnetică a motorului;
$T_m = \frac{J \cdot R}{K^2}$	— constanta electromagnetică a motorului;
$I_r = \frac{M_r}{K}$	— curentul motorului în regim staționar la cuplul rezistent M_r ;
u	— tensiunea la bornele motorului, valori momentane;
i	— curentul prin motor, valori momentane;
Ω	— viteza unghiulară a motorului, valori momentane;
a	— durata relativă de conducție a V.T.C., $0 < a < 1$;
a'	— durata relativă a zonei de curent neîntrerupt, $a < a' < 1$;
I_{med}, Ω_{med}	— curentul prin motor și viteza unghiulară a motorului, valori medii pe o perioadă;
$\Omega_0 = \frac{U}{K}$	— viteza unghiulară de mers în gol ideal, fig. 2;
$\Delta\Omega_r = \frac{M_r \cdot R}{K^2}$	— căderea de viteză a motorului pe caracteristica naturală la cuplul rezistent la arborele motorului M_r , fig. 2;
$\Omega_r = \Omega_0 - \Delta\Omega_r$	— viteza unghiulară a motorului în regim staționar, pe caracteristica naturală, la cuplul rezistent la arbore M_r , fig. 2;

3. Tratare

3.1. Calculul variației în timp, de-a lungul unei perioade, a mărimilor i , Ω , fig. 3, b, c, se face astfel:

În intervalul de timp $(0, aT)$, întrerupătorul electronic S este închis iar D blocată și întreaga tensiune a rețelei de alimentare se aplică motorului de c.c., ca urmare sînt valabile relațiile (1);

$$K \cdot \Omega + i \cdot R + L \frac{di}{dt} = U \quad 0 \leq t \leq aT \quad (1)$$

$$K \cdot i - M_r = J \frac{d\Omega}{dt}$$

În intervalul de timp $(aT, a'T)$, întrerupătorul S este deschis, iar D este în conducție ceea ce face ca următoarele relații să fie valabile:

$$K \cdot \Omega + i \cdot R + L \frac{di}{dt} = 0 \quad aT < t \leq a'T \quad (2)$$

$$K \cdot i - M_r = J \frac{d\Omega}{dt}$$

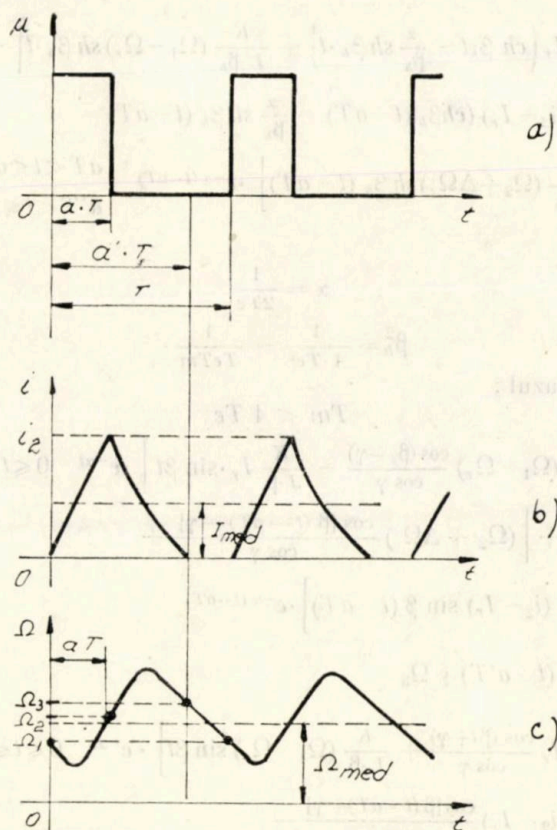


Fig. 3. Formele variației în timp ale mărimilor u, i, Ω .

În intervalul de timp $(a'T, T)$ întrerupătorul S este deschis iar D este blocată, curentul în momentul $a'T$ devine zero, prin urmare se pot scrie pentru acest interval :

$$\begin{cases} i=0 \\ -M_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad a'T < t \leq T' \end{cases} \quad (3)$$

Soluțiile sistemelor (1), (2) și (3) sînt :

a) Pentru cazul :

$$Tm > 4 \cdot Te \quad (4)$$

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega_r + \left[(\Omega_1 - \Omega_r) \left(ch \beta_h t + \frac{\alpha}{\beta_h} sh \beta_h t \right) - \frac{K}{J \cdot \beta_h} \cdot I_r \cdot sh \beta_h t \right] \cdot e^{-\alpha t} & 0 \leq t \leq aT \\ -\Delta\Omega_r + \left[(\Omega_2 + \Delta\Omega_r) (ch \beta_h (t - aT) + \frac{\alpha}{\beta_h} sh \beta_h (t - aT) + \right. \\ \left. + \frac{K}{J \cdot \beta_h} (i_2 - I_r) sh \beta_h (t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha (t - aT)} & aT < t \leq a'T \\ -\frac{M_r}{J} (t - a'T) + \Omega_3 & a'T < t \leq T \end{cases} \quad (5)$$

$$i(t) = \begin{cases} I_r - \left[I_r \left(ch \beta_h t - \frac{\alpha}{\beta_h} sh \beta_h \cdot t \right) + \frac{K}{L \cdot \beta_h} (\Omega_1 - \Omega_r) sh \beta_h \cdot t \right] \cdot e^{-\alpha t} & 0 \leq t \leq aT \\ I_r + \left[(i_2 - I_r) (ch \beta_h (t - aT) - \frac{\alpha}{\beta_h} sh \beta_h (t - aT) - \right. \\ \left. - \frac{K}{L \cdot \beta_h} (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) sh \beta_h (t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha (t - aT)} & aT < t \leq a'T \\ 0 & a'T < t \leq T \end{cases} \quad (6)$$

în care

$$\alpha = \frac{1}{2Te} \quad (7)$$

$$\beta_h^2 = \frac{1}{4 \cdot Te^2} - \frac{1}{TeTm} \quad (8)$$

b) Pentru cazul :

$$Tm < 4 Te \quad (9)$$

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega_r + \left[(\Omega_1 - \Omega_r) \frac{\cos(\beta t - \gamma)}{\cos \gamma} - \frac{K}{J \cdot \beta} I_r \cdot \sin \beta t \right] \cdot e^{-\alpha t} & 0 \leq t \leq aT \\ -\Delta \Omega_r + \left[(\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \frac{\cos[\beta(t - aT) - \gamma]}{\cos \gamma} + \right. \\ \left. + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_2 - I_r) \sin \beta(t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha(t - aT)} & aT < t \leq a'T \\ -\frac{M_r}{J} (t - a'T) + \Omega_3 & a'T < t \leq T \end{cases} \quad (10)$$

$$i(t) = \begin{cases} I_r - \left[I_r \frac{\cos(\beta t + \gamma)}{\cos \gamma} + \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) \sin \beta t \right] \cdot e^{-\alpha t} & 0 \leq t \leq aT \\ I_r + \left[(i_2 - I_r) \frac{\cos[\beta(t - aT) + \gamma]}{\cos \gamma} - \right. \\ \left. - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \sin \beta(t - aT) \right] \cdot e^{-\alpha(t - aT)} & aT < t \leq a'T \\ 0 & a'T < t \leq T \end{cases} \quad (11)$$

în care :

$$\beta^2 = \frac{1}{Te \cdot Tm} - \frac{1}{4 \cdot Te^2} \quad (12)$$

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\alpha}{\beta} \quad (13)$$

În relațiile (5), (6) și (10), (11) se consideră mărimile : U, L, R, K, J cu valori cunoscute reprezentînd totodată datele inițiale ale instalației. Mărimile a, T și M_r constituie parametri schemei ; mărimile a și T fiind mărimi de comandă ale V.T.C., iar valoarea mărimii M_r este determinată de instalația de acționare. Valorile mărimilor a, T și M_r se consideră cunoscute. Rezultă că în relațiile (5), (6) și (10), (11) apar ca necunoscute $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2, a'$. Calculul acestor necunoscute în cazul modului de funcționare cu valori medii constante, [2], caz reprezentat în fig. 3, b, c, se realizează pornind de la următoarele egalități :

$$\Omega(aT) = \Omega_2 \quad (14.1)$$

$$i(aT) = i_2 \quad (14.2)$$

$$\Omega(a'T) = \Omega_3 \quad (14.3)$$

$$i(a'T) = 0 \quad (14.4)$$

$$\Omega(T) = \Omega_1 \quad (14.5)$$

Partea stângă a relațiilor (14) rezultă din relațiile (5), (6) sau (10), (11) după caz. Astfel, egalitățile (14) se constituie într-un sistem de cinci ecuații cu cinci necunoscute.

Ca metodă de rezolvare a sistemului generat de egalitățile (14) se propune următoarea :

1. Se alege $a' = a + \delta$
2. Se rezolvă sistemul format din primele patru egalități din (14) care este un sistem liniar cu necunoscutele $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2$ (a' are valoarea de la punctul 1).
3. Din ultima egalitate (14.5) se obține :

$$\Omega_1 - \Omega_3 + \frac{M_r}{J} (1 - a') T = \varepsilon. \quad (15)$$

Dacă, cu valorile calculate la punctele 1 și 2, $\varepsilon = 0$ rezultă că valorile $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2, a'$ reprezintă soluțiile sistemului (14).

4. Dacă $\varepsilon \neq 0$ se dă o altă valoare lui a' și se reiau punctele 2-4, pînă ce ε scade sub o valoare dinainte impusă.

3.2. În [2] s-a arătat o metodă de calcul a valorii minime a curentului I_r , notată $I_{r \lim}$, pentru care acționarea funcționează în regim de curent neîntrerupt.

O altă modalitate de calcul a lui $I_{r \lim}$ este prezentată în această lucrare și prezintă avantajul că pentru calculul lui $I_{r \lim}$ nu mai este necesară rezolvarea unui sistem de ecuații.

Se observă că limita de funcționare cu curent neîntrerupt este atinsă atunci cînd $a' = 1$, fig. 3. Din egalitățile (14) pentru $a' = 1$ rezultă :

$$\Omega_1 = \Omega_3 \text{ iar } I_r = I_{r \lim}$$

Se poate arăta că :

$$\Omega_1 \cong \Omega_2 \cong \Omega_{med} = a \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_r$$

și deci :

$$\Omega_1 - \Omega_r = \Omega_0 (a - 1) \quad (16)$$

iar

$$\Omega_2 + \Delta \Omega_r = a \Omega_0$$

Cu ajutorul egalităților (16) din relațiile (6) sau (11) se pot deduce următoarele expresii de calcul a lui $I_{r \lim}$:

a) pentru $Tm > 4 Te$,

$$I_{r \lim} = \frac{K}{L\beta_h} \Omega_0 \frac{a \cdot sh \beta_h (1-a) T \cdot e^{-\alpha (1-a) T} - (1-a) sh (\beta_h a T) \cdot F}{1 - \left(ch \beta_h a T - \frac{\alpha}{\beta_h} sh \beta_h a T \right) \cdot F} \quad (17)$$

în care

$$F = \left[ch \beta (1-a) T - \frac{\alpha}{\beta_h} sh \beta_h (1-a) T \right] \cdot e^{-\alpha T} \quad (18)$$

b) pentru $Tm < 4 Te$,

$$I_{r \lim} = \frac{K}{L\beta} \Omega_0 \frac{a \sin \beta (1-a) T \cdot e^{-\alpha (1-a) T} - (1-a) \sin (\beta \cdot a \cdot T) F_1}{1 - \frac{\cos (\beta a T + \gamma)}{\cos \gamma} \cdot F_1} \quad (19)$$

în care

$$F_1 = \frac{\cos [\beta (1-a) T + \gamma]}{\cos \gamma} \cdot e^{-\alpha T}. \quad (20)$$

Partea a doua a relațiilor (1) rezultă din relațiile (5), (8) sau (10), (11) după ce, astfel, egalitățile (1) se constată într-un sistem de cinci ecuații cu cinci necunoscute.

Ca metodă de rezolvare a sistemului general de ecuații (1-5) se propune următoarea:

1. Se alege $\alpha = 0,8$.
2. Se rezolvă sistemul format din primele două ecuații (1) care este un sistem liniar cu necunoscutele Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).
3. Din ultima ecuație (1) se constată Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

Întrucât, cu valorile calculate până acum, se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1), se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

4. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

5. În [2] s-a arătat o metodă de calcul a valorii medii a curentului I_{med} pentru care se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

6. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

7. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

8. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

9. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

10. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

11. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

12. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

13. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

14. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

15. Dacă $\alpha = 0,8$ se calculează Ω_{med} și I_{med} la punctul 1) și se poate calcula Ω_{med} și I_{med} la punctul 1).

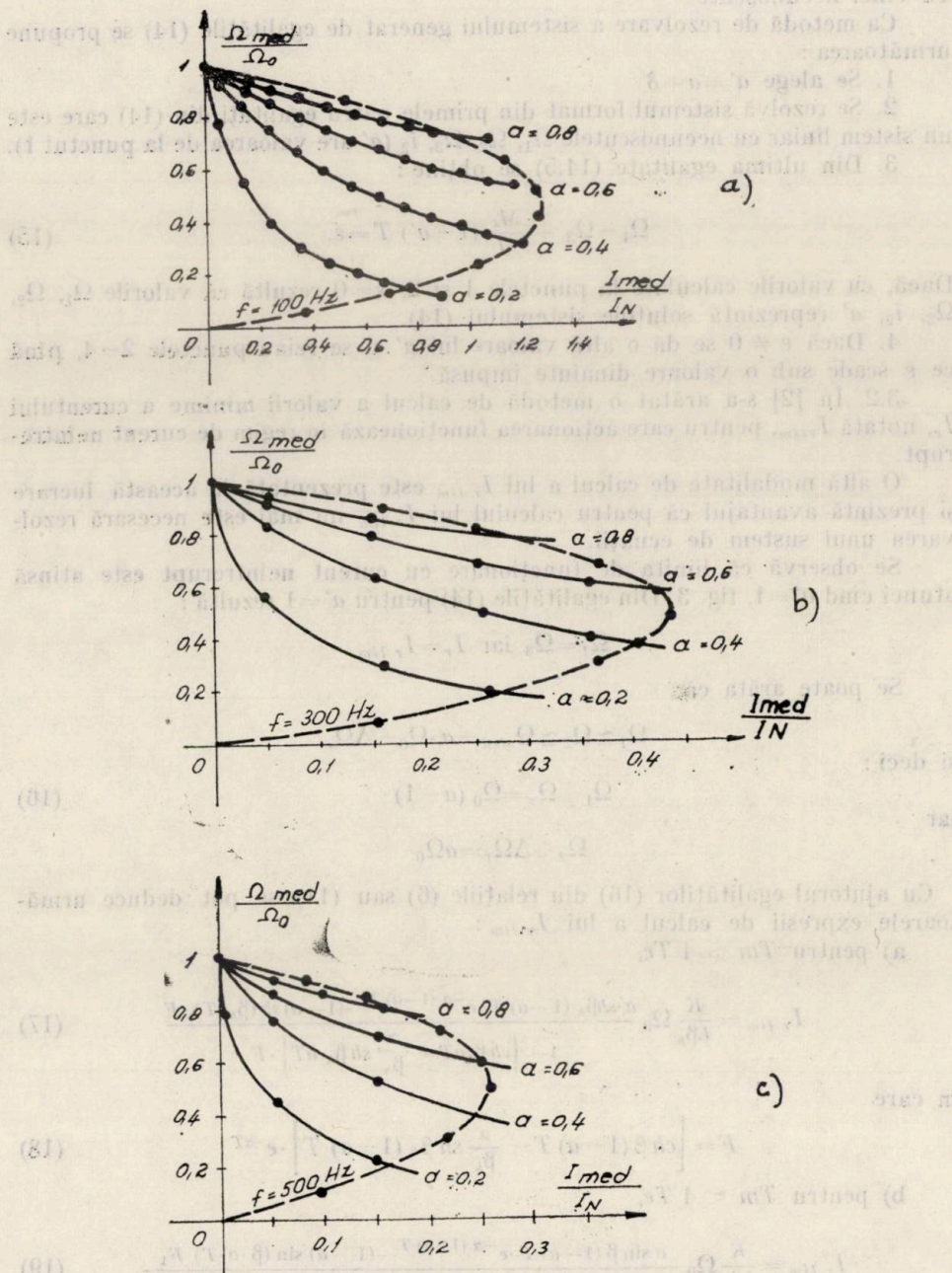


Fig. 4. Caracteristicile $\Omega_{med}=f(I_{med})$ în regim de curent întrerupt.

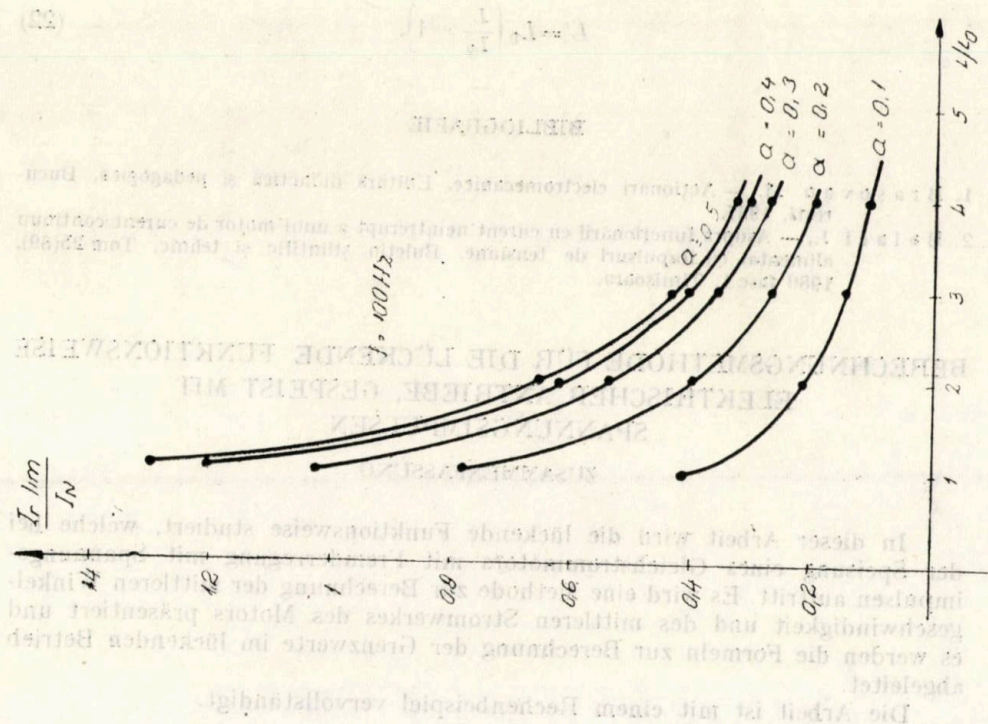
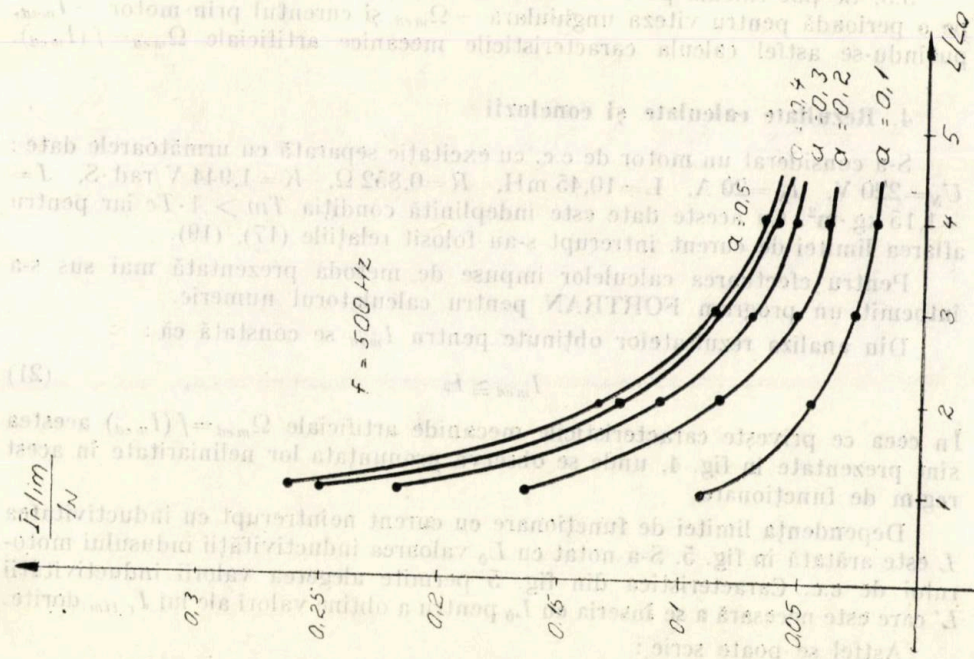


Fig. 5. Dependința limitei de curent neîntrerupt de raportul L/L_0 .



Întrucît relațiile (17) și (19) s-au dedus pe baza aproximațiilor (16) rezultatele obținute cu ele sînt afectate de erori, care pot fi însă neglijate, mai ales la frecvențe mari de lucru a V.T.C.

3.3. Se pot calcula pe baza relațiilor (5), (6) sau (10), (11) valorile medii pe o perioadă pentru viteza unghiulară $-\Omega_{med}$ și curentul prin motor $-I_{med}$, putîndu-se astfel calcula caracteristicile mecanice artificiale $\Omega_{med}=f(I_{med})$.

4. Rezultate calculate și concluzii

S-a considerat un motor de c.c. cu excitație separată cu următoarele date : $U_N=220$ V, $I_N=20$ A, $L=10,45$ mH, $R=0,852$ Ω , $K=1,944$ V/rad·S, $J=1,15$ kg·m². Cu aceste date este indeplinită condiția $Tm > 4 \cdot Te$ iar pentru aflarea limitei de curent întrerupt s-au folosit relațiile (17), (19).

Pentru efectuarea calculului impuse de metoda prezentată mai sus s-a întocmit un program FORTRAN pentru calculatorul numeric.

Din analiza rezultatelor obținute pentru I_{med} se constată că :

$$I_{med} \cong I_r \quad (21)$$

În ceea ce privește caracteristicile mecanice artificiale $\Omega_{med}=f(I_{med})$ acestea sînt prezentate în fig. 4, unde se observă pronunțata lor neliniaritate în acest regim de funcționare.

Dependența limitei de funcționare cu curent neîntrerupt cu inductivitatea L este arătată în fig. 5. S-a notat cu L_0 valoarea inductivității indusului motorului de c.c. Caracteristica din fig. 5 permite alegerea valorii inductivității L' care este necesară a se inseria cu L_0 pentru a obține valori ale lui I_{rlim} dorite.

Astfel se poate scrie :

$$L' = L_0 \left(\frac{L}{L_0} - 1 \right) \quad (22)$$

BIBLIOGRAFIE

1. Brașovan M., — Acționări electromecanice, Editura didactică și pedagogică, București, 1967.
2. Balaci I., — Asupra funcționării cu curent neîntrerupt a unui motor de curent continuu alimentat cu impulsuri de tensiune, Buletin științific și tehnic, Tom 25(39), 1980 fasc 1, Timișoara.

BERECHNUNGSMETHODE FÜR DIE LÜCKENDE FUNKTIONSWEISE ELEKTRISCHER ANTRIEBE, GESPEIST MIT SPANNUNGSIMPULSEN

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wird die lückende Funktionsweise studiert, welche bei der Speisung eines Gleichstrommotors mit Fremderregung mit Spannungsimpulsen auftritt. Es wird eine Methode zur Berechnung der mittleren Winkelgeschwindigkeit und des mittleren Stromwerkes des Motors präsentiert und es werden die Formeln zur Berechnung der Grenzwerte im lückenden Betrieb abgeleitet.

Die Arbeit ist mit einem Rechenbeispiel vervollständigt.

SISTEME DE TRANSPORT CU ÎNGHEABURI RULANTE ACȚIONATE CU MOTOARE LINIARE

DE

ARSENE RĂDOIL, IOAN GHIUR

1. Considerațiuni generale privind transportul minier cu mijloace convenționale la noi în țară

Etapa actuală de dezvoltare economică a țării noastre, în condițiile accentuării, pe plan mondial, a crizei energetice, impune intensificarea exploatării combustibilului solid de calitate inferioară (lignit, șist bituminos). Această activitate necesită vehicularea unor cantități foarte mari de material (util și în special steril), remarcându-se tendința de a se asigura un transport eficient, continuu și fiabil.

Dintre sistemele de transport minier asigurate cu mijloace convenționale, s-au impus următoarele :

1) Transport cu camioane de mare capacitate (40 și 100 t). Camioanele au avantajul unei mari mobilități, putând transporta steril cu o granulație pînă la dimensiunile cupei excavatorului (2 m), iar defectarea unui camion nu produce întreruperea procesului de transport. Prezintă însă o serie de dezavantaje care ridică tot mai acut problema înlocuirii acestui sistem de transport cu un altul, mai eficient : consum mare de motorină, cauciucuri, piese de schimb, necesită șosele betonate, procesul de transport nu poate fi automatizat și necesită un personal numeros, iar raportul dintre greutatea proprie a camionului și a materialului transportat este aproximativ 1/1, consumîndu-se energie și la mersul în gol.

2) Transport cu benzi de cauciuc.

Prezintă avantajul unei continuități a procesului de transport, putînd lucra direct și corelat cu productivitatea excavatorului. Are însă următoarele dezavantaje : nu poate transporta materiale cu granulație grosieră, cost ridicat al covorului de cauciuc, procurat la prețuri de cost ridicate din fabricile din țară, cu completări din import, coeficient redus de utilizare în timp din cauza numeroaselor defecțiuni, îndeosebi ruperea covorului de cauciuc, consumă aprox. 30% din energie pentru mersul în gol, nu se pot înscrie în curbe în plan orizontal.

2. Sistemul de transport cu îngheaburi rulante acționate cu motoare liniare

Acest sistem s-a impus ca una din soluțiile noi privind transportul minier de mare capacitate.

Prima instalație experimentală, denumită „Couloir roulant”, cu o lungime de 100 m, pentru transportul cărbunelui, a fost realizat în Franța, la Grenoble, în 1968 de firma Merlin-Gerin. [1]

În literatura de specialitate [2] se precizează că la minele de huiă din Provence (Franța) a intrat în funcțiune în anul 1971 o instalație de transport „Couloir roulant” pe o lungime de 2,3 km, cu o capacitate de transport de 750 t/h și un ecartament de 0,6 m. Instalația constă din vagoaneți metalici cu 2 osii, legați între ei cu bandă de cauciuc ondulat, realizându-se trenuri cu lungimi de 225 m. La acest sistem, cele două căi de rulare (superioară, pe care circulă trenul plin și inferioară pe care circulă trenul gol) necesită o construcție metalică având un consum de oțel de cca 300 de t/km.

Primul sistem de transport minier românesc ROM-BAND cu trenuri de vagoaneți acționați cu motoare liniare, conceput și realizat la nivel de stație pilot experimentală de către un colectiv de cercetare de la Catedra de Utilizări și Mașini Electrice, constă din vagoaneți cu ecartament 600 mm, cu o singură osie, cuplați printr-o articulație sferică. Cuvele sint unite printr-o bandă de cauciuc ondulată, putându-se realiza jgheaburi rulante de lungimi variabile (fig. 1).



Fig 1. Tren de vagoaneți ai sistemului ROM-BAND-1 realizați la stația pilot a I.P.T.V.T.

De fiecare vagonet este fixat un indus de motor liniar, realizat dintr-o placă de oțel de 10 mm și o placă de cupru de 3 mm. De calea cu șine este fixat inductorul motorului liniar. Distanța dintre două inductoare trebuie să fie mai mică decât lungimea jgheabului rulant.

Calea de rulare are o formă de buclă, cu două raze de curbura de $R=6$ m cu o lungime totală de $L=74$ m. Pe parcursul acestei căi sint prevăzute două stații de descărcare a trenului de vagoaneți:

- 1) Stația de descărcare torsională (fig. 2)
- 2) Stația de descărcare elicoidală, cu diametrul buclei de 2,3 m. (fig. 3).

Sistemul de transport cu jgheaburi rulante acționate cu motoare, liniare prezintă următoarele avantaje:

- transportul se face pe un traseu cu înscriere în curbă în toate planurile și se poate aplica la materiale cu granulație grosieră;
- încărcare și descărcare continuă, sistemul pretîndu-se la o automatizare totală;

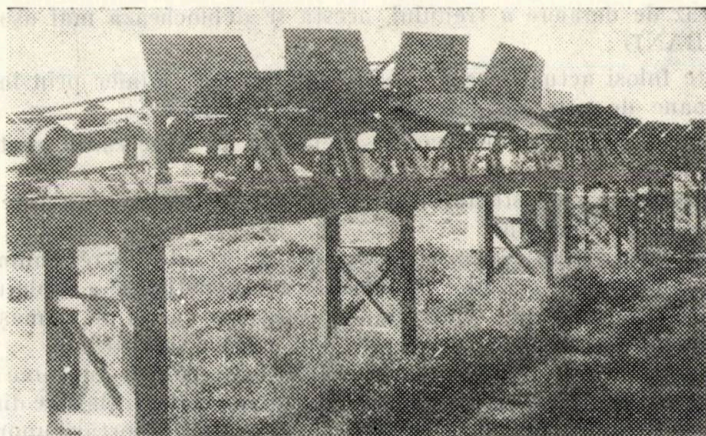


Fig. 2. Stație de descărcare torsională a sistemului de transport.

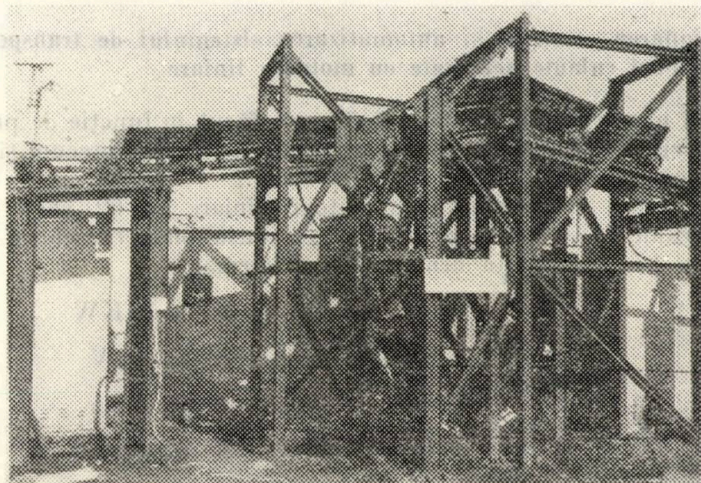


Fig. 3. Stație de descărcare elicoidală a sistemului de transport.

- e posibil transportul pe trasee cu declivități de pînă la 300‰ ;
- în cazul înlocuirii transportului cu camioane rezultă o mare economie de carburant ;
- nu se mai pune problema aderenței, care limitează accelerațiile la pornire și decelerațiile la frînare, precum și declivitatea traseului ;
- înlăturarea dispozitivului de transmisie a cuplului de la motorul rotativ la perechile de roți ;
- se micșorează greutatea părții mobile, inductorul fiind fixat de calea de rulare ;
- la coborîrea pantelor, motorul liniar frînează prin recuperare de energie, fără nici o piesă supusă uzurii.

Față de sistemul francez, sistemul de transport cu jgheab rulant de concepție românească prezintă următoarele avantaje :

- cost specific cu cca 50% mai redus, prin eliminarea consumului de 300 t/km oțel necesare pentru susținerea căii duble suprapuse ;
- înscriere în curbe în plan orizontal cu raza de 6m, iar în plan vertical de 2 m ;

– în caz de deraiere a trenului, acesta se deblochează mai ușor la sistemul ROM-BAND ;

– poate folosi actualele căi cu șine de transport minier prin intercalarea unor tronsoane de cale echipate cu motoare liniare.

Se remarcă faptul că realizarea sistemului nu a necesitat materiale din import.

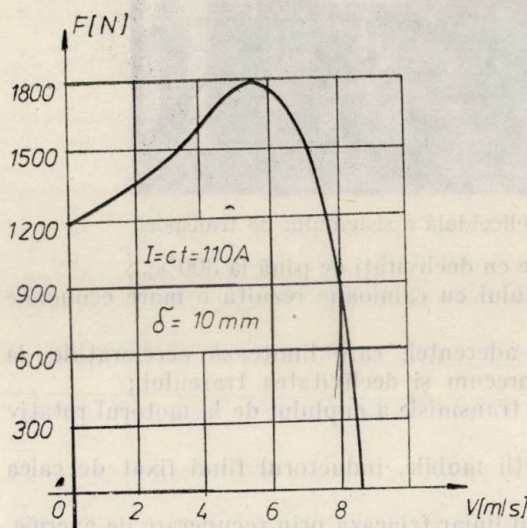
Ca dezavantaje ale sistemului de transport cu jgheaburi rulante acționate cu motoare liniare amintim :

- menținerea întrefierului la o valoare constantă între anumite limite se face printr-o execuție deosebit de îngrijită a vagonetilor și a cuplajului sferic ;
- datorită întrefierului relativ mare, comparat cu cel de la mașinile rotative, randamentul și factorul de putere sînt relativ scăzute ;
- asigurarea unor tehnologii corespunzătoare pentru turnarea în rășină a inductoarelor liniare, precum și pentru realizarea legăturii elastice dintre cuve ;
- descărcarea vagonetilor se face dificil în cazul transportării unor materiale aderente (argilă).

3. Acționarea electrică și automatizarea sistemului de transport cu jgheaburi rulante acționate cu motoare liniare

Calculul numărului de motoare liniare s-a făcut în funcție de profilul traseului, de rezistențele specifice de mers impuse de acesta, precum și de caracteristica mecanică a motoarelor liniare folosite.

Stația pilot a fost echipată cu motoare liniare ML-02, care, pentru un întrefier mecanic de 10 mm între inductor și indusul placă fier-cupru și o viteză de rulare de 4 m/s, prezintă următoarele performanțe :



$$P = 13 \text{ KW}$$

$$U = 380 \text{ V}$$

$$I = 110 \text{ A}$$

$$F = 1\,200 \text{ N}$$

Caracteristica mecanică a motorului ML-02 este dată în fig. 4.

Rezistențele specifice de mers w măsurate experimental în cele 6 zone distincte ale traseului au avut valorile :

– zona cu rampă ascendentă, cu declivitate $i_1 = +199\text{‰}$, pe $L_1 = 9,2 \text{ m}$: $w_1 + i_1 = 10 + 199 = 209 \text{ N/KN}$;

– Zona de descărcare elicoidală, cu bucla cu diametrul 2,3 m, $L_2 = 7,32 \text{ m}$: $W_2 = 36 \text{ N/KN}$;

– zona de coborire din bucla de descărcare, cu declivitatea $i_3 = -145\text{‰}$, $L_3 = 13 \text{ m}$: $w_3 + i_3 = 10 - 145 = -135\text{‰}$, valoare dată de efectul accelerației imprimată de transformarea energiei potențiale maxime pe care o are trenul la ieșirea din buclă în energie cinetică ;

- În funcție de aceste date repartiza motoarelor liniare de-a lungul traseului s-a făcut după formula :

unde :

w = forța de rezistență specifică, în N/KN

$$i = \text{declivitatea, în } \text{‰}$$

Q_{tren} = greutatea trenului, în KN.

Pentru situația experimentărilor cu 27 vagoaneți goi ($G_{vagonet} = 155 \text{ kg}$) și unul încărcat cu 145 kg, adăugind și greutatea cuplajelor, rezultă :

Pentru situația cu 9 vagoane goi și la 14 încărcate cu 145 kg rezultă :

Amplasarea motoarelor liniare de-a lungul traseului este dată în fig. 5

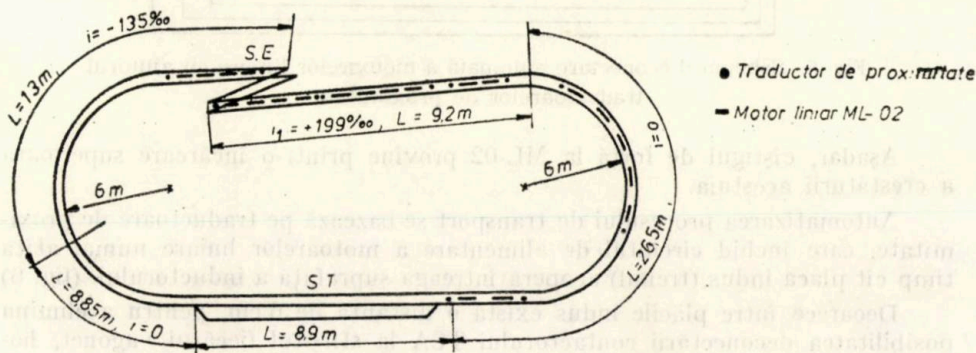


Fig. 5. Amplasarea motoarelor liniare de-a lungul traseului stației pilot.

Ținând cont de mențiunile făcute în lucrarea [2], conform căroră motorul liniar folosit în bazinul carbonifer Provence are aceeași suprafață activă și viteză sincronă ca și ML-02, dar are un indus plăcă fier-cupru cu $g_{cu}=2$ mm și un întrefier de 5 mm, se poate face o comparație între performanțele la pornite ale celor două motoare liniare, la același întrefier magnetic total de 7 mm.

Din caracteristica mecanică a motorului francez rezultă :

$$F_{sp1} = \frac{1\,300\text{ N}}{25 \times 58\text{ cm}^2} = 0,9\text{ N/cm}^2.$$

La același întrefier magnetic (7 mm), forța la pornire determinată experimental la ML-02 a fost :

$$F_{sp2} = \frac{1\,800\text{ N}}{25 \times 58\text{ cm}^2} = 1,24\text{ N/cm}^2.$$

Rezultă :

$$\frac{F_{sp2}}{F_{sp1}} = \frac{1,24}{0,9} = 1,38.$$

Acest câștig însemnat de forță la pornire în cazul motorului ML-02 provine din adâncimea creștăturii acestuia (70 mm la ML-02, 50 mm la inductorul francez) :

$$\frac{h_{c1}}{h_{c2}} = \frac{70}{50} = 1,4.$$

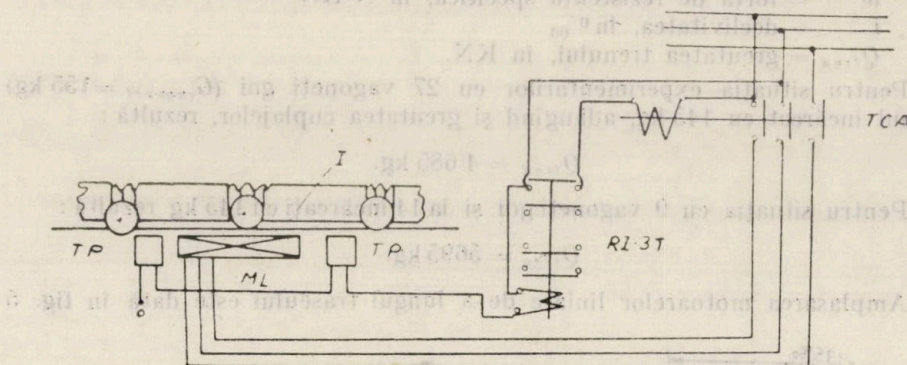


Fig. 6. Schema de conectare automată a motoarelor liniare cu ajutorul traductoarelor de proximitate.

Așadar, câștigul de forță la ML-02 provine printr-o încărcare superioară a creștăturii acestuia.

Automatizarea procesului de transport se bazează pe traductoare de proximitate, care închid circuitul de alimentare a motoarelor liniare numai atâta timp cât placa indus (trenul) acoperă întreaga suprafață a inductorului. (fig. 6)

Deoarece între plăcile indus există o distanță de 6 cm, pentru a elimina posibilitatea deconectării contactorului TCA la sfârșitul fiecărui vagonet, bobina acestuia se alimentează prin intermediul unui relee RI-3T cu întârziere la deschidere.

4. Experimentări efectuate și concluzii

Experimentările de la stația pilot s-au desfășurat în condițiile specifice impuse de particularitățile sale constructive.

Astfel, datorită rezistențelor specifice de mers sporite determinate de forma traseului și de imperfecțiuni la etanșare a roților, care au determinat o scădere a mobilității acestora, viteza de rulare nu a putut depăși 4 m/s, iar consumul specific de energie a crescut.

Datorită unor imperfecțiuni constructive ale căii de rulare și în special a vagonetilor, întrefierul nu s-a putut regla în jurul valorii optime, el variind între 10 ÷ 18 mm. Aceasta a avut ca urmare o înrăutățire a randamentului și a factorului de putere a sistemului, acesta din urmă nedepășind valoarea 0,35 determinată experimental în situația necompensată.

Experimentările efectuate au avut ca scop :

a) Determinarea performanțelor motorului liniar ML-02, a cărui caracteristică mecanică s-a reprezentat în fig. 4.

b) Studiul fiabilității unor părți componente ale sistemului (stațiile de descărcare, cuplajul sferic, motoarele liniare).

c) Evidențierea aspectului cel mai important : consumul specific mic de energie. Măsurătorile au evidențiat faptul că în situația conectării intermitente a motoarelor liniare prin tractoare de proximitate, numai când trenul se află deasupra lor, consumul specific de energie are valorile de $0,63 \text{ kWh/t} \cdot \text{km}$ în situația trenului gol și $0,66 \text{ kWh/t} \cdot \text{km}$ în situația trenului încărcat. [3]

Acest consum specific de energie, cu mult mai redus decât la sistemele clasice de transport minier (camioane și benzi transportoare), simplitatea și robustețea, recomandă aplicarea sistemului de transport cu jgheaburi rulante acționate cu motoare liniare pentru instalații industriale de mare capacitate.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * „Le couloir roulant à moteur électrique linéaire dans le domaine minier“, Mines et métallurgie Nr. 7, août—sept. 1969.
2. Fournel, E „Transport par couloirs roulants à moteurs linéaires“, extrait de „Industrie Minérale“, vol. 55-Juni. 1973 — Nr. 6.
3. Rădoi A, Ghiur I — Studiu de sinteză privind rezultatele cercetării pînă în prezent în domeniul motoarelor liniare (aplicare în transport minier) — Protocol la contractul de cercetare științific nr. 143/1977 IPT—ICITPLCIM Deva — 1979.

SYSTEM DE TRANSPORT PAR COULOIRS ROULANTS À MOTEURS LINÉAIRES

RESUMÉ

Le travail présente les avantages d'un nouvel system de transport dans le domaine minier ; il examine les problèmes d'automatisation du couloir roulant et décrit l'installation expérimentale réalisé.

**ASUPRA PARAMETRILOR INSTALAȚIEI DE LIMITARE
A CURENȚILOR DE SCURTCIRCUIT CU MONTAJ PARALEL
BOBINĂ NELINIARĂ, CONDENSATOR, DICTAȚI
DE FUNCȚIONAREA ÎN REGIM STAȚIONAR**

DE

C. GRUIA

1. Introducere

În scopul îmbunătățirii calității tensiunii la bornele consumatorilor în regim normal de funcționare și al limitării curenților de scurtcircuit în regim de avarie s-au propus o serie de instalații al căror element de bază îl constituie bobina de reactanță neliniară, astfel realizată încît să nu producă distorsiuni în rețeaua de alimentare [1], [2], [3]. Instalația propusă în [4], [5], realizată cu montaj paralel bobină neliniară-condensator, permite compensarea căderilor de tensiune pe elementele rețelei de alimentare a consumatorilor în regim normal de funcționare și acționează practic instantaneu în sensul limitării curenților de scurtcircuit.

În lucrare se prezintă câteva considerente legate de alegerea parametrilor acestei instalații dictați de funcționarea în regim stabilizat.

2. Considerente privind alegerea parametrilor instalației

Instalația studiată și încadrarea ei în schema de alimentare a consumatorului este prezentată în fig. 1.

Dacă pentru curentul i corespunzător regimului normal de funcționare reactanța bobinei neliniare X_{BN} este mai mare decît reactanța X_C a condensatorului, atunci ansamblul bobină neliniară-condensator are caracter capacitiv compensînd, la o alegere corespunzătoare a parametrilor bobinei și condensatorului, căderea de tensiune de pe reactanța X_{BL} a bobinei liniare și de pe impedanța $Z_R = \sqrt{R_R^2 + X_R^2}$ a liniei de alimentare. Prin urmare, în acest regim

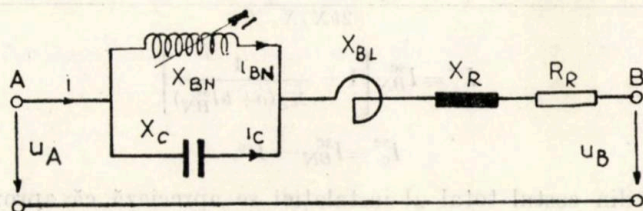


Fig. 1. Schema de principiu a instalației de limitare a curenților de scurtcircuit.

tensiunea u_B de la bornele consumatorului va diferi practic foarte puțin de tensiunea de alimentare.

În regim de scurtcircuit reactanța bobinei neliniare trebuie să devină mai mică decât reactanța condensatorului, astfel încît ansamblul bobină neliniară-condensator, cu caracter inductiv, să contribuie împreună cu X_{BL} și X_R la limitarea curenților de scurtcircuit.

Dată fiind proprietatea bobinei neliniare considerate de a prelua din rețea curent sinusoidal, ea se poate considera ca element neliniar inerțial, situație în care studiul regimului staționar al schemei se poate face utilizînd reprezentarea în complex, bobina neliniară fiind caracterizată de reactanța statică dependentă de curent [6, p. 129].

Ne propunem să facem analiza schemei aproximînd reactanța statică a bobinei neliniare prin funcția :

$$X_{BN} = \frac{1}{a + bI_{BN}} \quad (1)$$

Relația (1) aproximează suficient de exact reactanța statică a bobinei neliniare dacă se neglijează neliniaritatea caracteristicii în origine.

Neglijînd R_R , mică în comparație cu X_{BL} și X_R , punem condiția ca în regim normal de funcționare, la curentul de sarcină I al consumatorului, căderea de tensiune pe porțiunea AB să fie nulă. Din această condiție rezultă :

$$X_c = (X_{BL} + X_R) \frac{X_{BN}}{X_{BL} + X_R + X_{BN}} \quad (2)$$

Ținînd seama că :

$$I_{BN} = I \frac{X_c}{X_{BN} - X_c} \quad (3)$$

făcînd notația $X_{BL} + X_R = X_L$ și înlocuind în (2) și (3) pe X_{BN} dat de relația (1) se obține :

$$X_c = \frac{X_L (1 - bX_L I)}{1 + X_L (a - bI)} \quad (4)$$

$$I_{BN} = \frac{aX_L I}{1 - bX_L I} \quad (5)$$

Se poate arăta ușor că :

$$I_c = I + I_{BN} \quad (6)$$

Regimul de scurtcircuit îl analizăm presupunînd un scurtcircuit la bornele consumatorului. În acest caz se obține :

$$I_{BN}^{sc} = \frac{bX_c U - aX_L X_c + X_L - X_c + \sqrt{(bX_c U - aX_L X_c + X_L - X_c)^2 + 4abX_L X_c^2 U}}{2bX_L X_c} \quad (7)$$

$$I^{sc} = I_{BN}^{sc} \left[1 - \frac{1}{X_c (a + bI_{BN}^{sc})} \right] \quad (8)$$

$$I_c^{sc} = I_{BN}^{sc} - I^{sc} \quad (9)$$

Întrucît din costul total al instalației se apreciază că aproximativ 80% revine condensatoarelor [5], se impune a alege parametrii instalației în așa fel încît investițiile în condensatoare să fie minime.

În scopul determinării influenței parametrilor instalației asupra reac-
tanței X_c a condensatorului s-au efectuat calcule considerînd caracteristicile
de magnetizare ale bobinei neliniare prezentate în fig. 2.

Calculul s-au efectuat considerînd tensiunea de alimentare de fază egală
cu 220 V și diferite valori ale reactanței X_L .

În fig. 3 sînt reprezentate grafic variațiile lui X_c , I_c , I_c^{sc} în funcție de X_L
la diferite valori ale curentului I la care s-a impus compensarea căderii de ten-
siune între punctele A și B, la utilizarea bobinei neliniare cu caracteristica
(c) din fig. 2.

Variațiile aceluiași parametrii, la curent de sarcină $I=10$ A, sînt prezen-
tate în fig. 4 pentru cele trei caracteristici ale bobinei neliniare din fig. 2.

Pentru a evidenția aportul instalației la limitarea curenților de scurtcir-
cuit în fig. 5 este reprezentată variația curenților de scurtcircuit în funcție
de X_L în absența instalației (linie întreruptă) și la utilizarea în instalație a bo-
binelor cu caracteristicile de magnetizare din fig. 2 pentru parametrii schemei
corespunzătorii compensării căderii de tensiune în regim normal la curent de
sarcină $I=10$ A.

3. Concluzii

a) Curbele trasate în fig. 3 evidențiază faptul că la bobină neliniară dată
și la curent de sarcină la care se impune compensarea căderilor de tensiune
în regim normal dat, există o valoare a reactanței X_L care să conducă la un
optim în ceea ce privește investițiile în condensatoare. În aceleași condiții
date se constată că reactanța X_L nu poate fi oricît de mare deoarece compen-
sarea căderii de tensiune este realizată în regimuri de funcționare a ansamblului
bobină neliniară-condensator apropiate de regimul de ferorezonanță de curenți.
Se remarcă de asemenea că pentru valori mici ale lui X_L capacitatea X_c a con-
densatorului asigură compensarea căderilor de tensiune pentru curenți de sar-
cină care pot varia în limite largi.

b) Curbele trasate în fig. 4 scot în evidență influența caracteristicii de mag-
netizare a bobinei neliniare asupra parametrilor instalației. Se constată că
pe măsura creșterii costului bobinei neliniare scade costul instalației de con-
densatoare și crește domeniul reactanței X_L la care este posibilă compensarea
căderilor de tensiune pe rețeaua de alimentare a consumatorului.

c) Din curbele trasate în fig. 3 și 4 se remarcă faptul că valoarea minimă
a curentului de scurtcircuit prin condensator coincide cu soluția optimă în ceea
ce privește investițiile în condensatoare.

d) Curbele din fig. 5 permit aprecierea efectului instalației asupra curen-
ților de scurtcircuit. Se constată că pe măsura creșterii lui X_L influența insta-
lației de limitare scade ca urmare a ponderii tot mai mari a lui X_L în ansamblul
reactanței care determină valoarea curentului de scurtcircuit.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Becker H., Drossel- und Transformatorschaltungen zur statischen Erzeugung steuer-
barer, sinusförmiger Blindströme, Diss. T.H., Darmstadt, 1965.
- [2] Gappa K., Nichtlineare, steuerbare Ladestromspulen in Höchstspannungsnetzen, ins-
besondere zur Begrenzung von Schaltüberspannungen, Diss. T. H. Darmstadt,
1974.

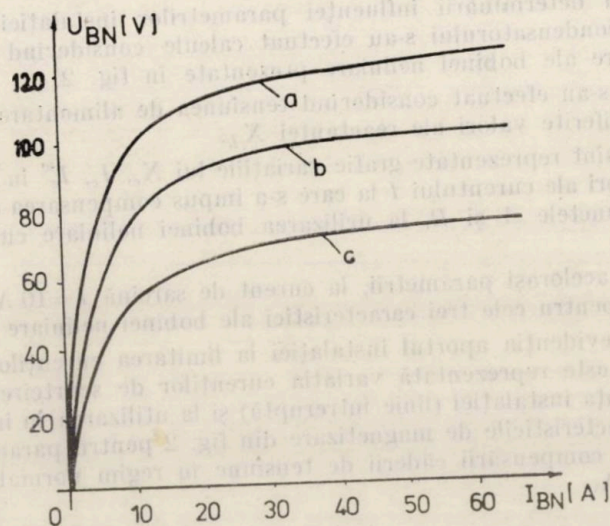


Fig. 2. Caracteristicile de magnetizare ale bobinei neliniare.

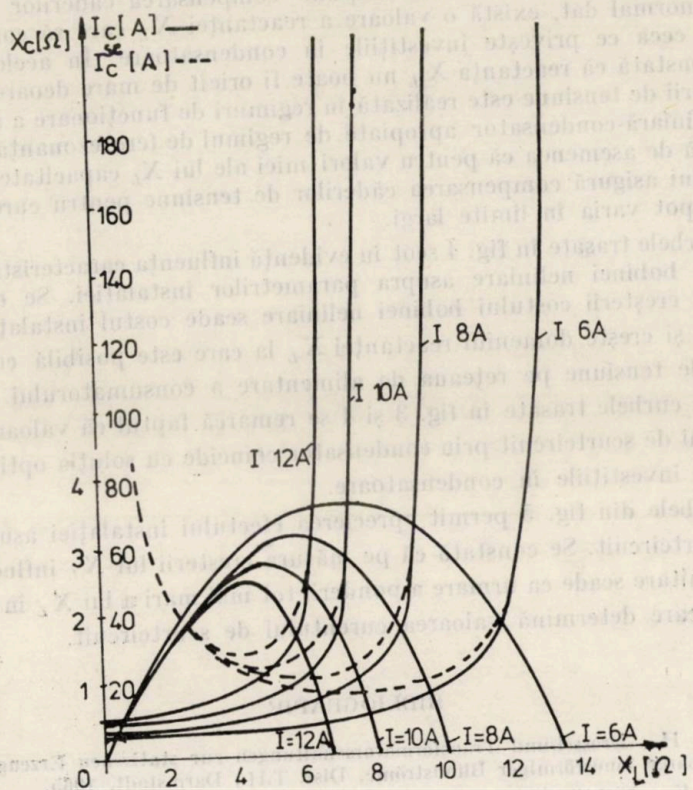


Fig. 3. Dependența parametrilor condensatorului de X_L la diferite valori ale curentului de sarcină I .

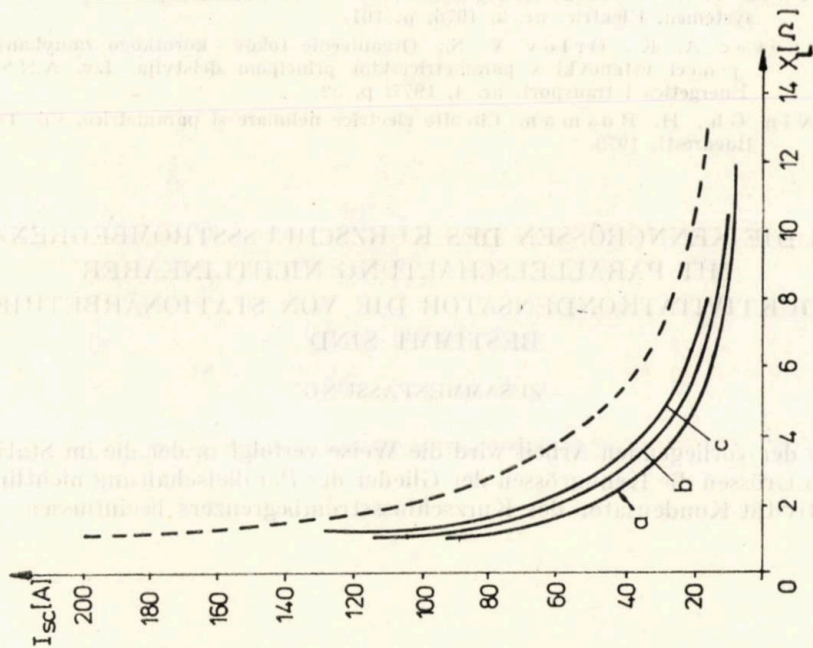


Fig. 5. Variația curenilor de scurtcircuit în absența și în prezența instalației de limitare.

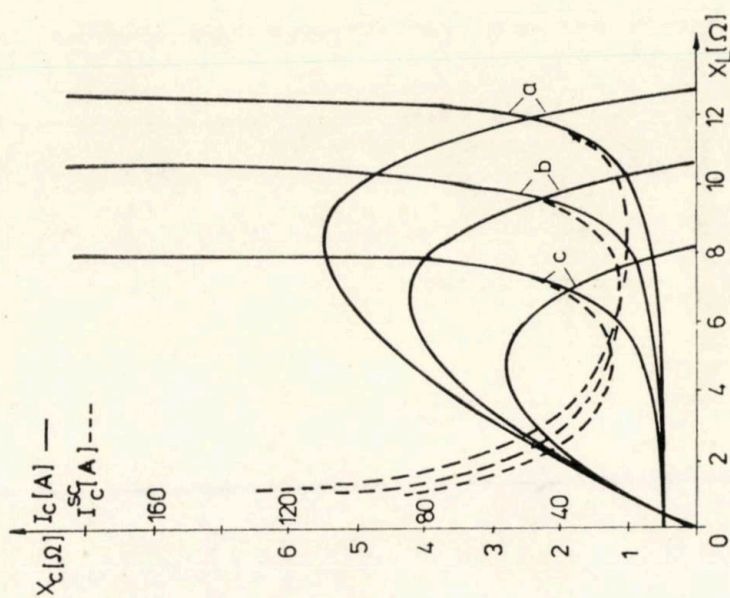


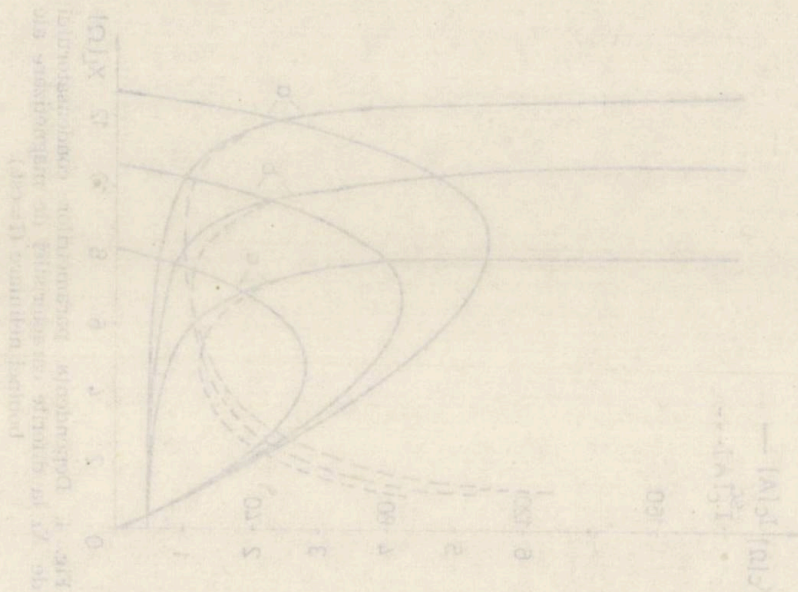
Fig. 4. Dependența parametrilor condensatorului de X_L la diferite caracteristici de magnetizare ale bobinei neliniare ($I = \text{cst.}$).

- [3] Libkind M. S., Upravljajemvi reaktor dlja linij peredaci peremennogo toka, Moscova, Izdatelstvo Akademii Nauk CCCP, 1961.
- [4] Yärwik Y. Y., Anwendungsmöglichkeiten der Drehfeldrosselspule in Elektroenergiesystemen, Elektrik, nr. 3, 1976, p. 161.
- [5] Cernovec A. K., Orlov V. S., Organizirovanie tokov korotkogo замыkanja pri pomoschi ustanovki s parametricheskimi principom deistvija, Izv. A.N.S.S.S.P. Energetika i transport, nr. 4, 1977, p. 52.
- [6] Savin G. h., H. Rosman, Circuite electrice neliniare și parametrice, Ed. Tehnică, București, 1973.

ÜBER DIE KENNGRÖSSEN DES KURZSCHLUSSTROMBEGRENZERS MIT PARALLELSCHALTUNG NICHTLINEARER INDUKTIVITÄTKONDENSATOR DIE VON STATIONÄRBETRIEB BESTIMMT SIND

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird die Weise verfolgt in der die im Stationärbetrieb Grössen die Kenngrössen der Glieder der Parallelschaltung nichtlinearer Induktivität-Kondensator des Kurzschlussstrombegrenzers beeinflussen.



CONSIDERAȚII ASUPRA ECHIVALĂRII MOTORULUI ASINCRON CU COLIVIE ROTORICĂ, CU BARE ÎNALTE PRINTR-UN MOTOR CU DOUĂ COLIVII ROTORICE

DE

P. GHEJU

1. Introducere

Motoarele asincrone, cu puteri unitare din ce în ce mai mari, constituie o parte importantă a sarcinilor din sistemul electroenergetic. De aceea reprezentarea lor cât mai fidelă în modelele matematice tot mai complexe, folosite în analiza proceselor tranzitorii din sistemele electroenergetice, devine o problemă importantă. Se știe că parametrii coliviei rotorice cu bare înalte a unui motor asincron sînt puternic influențați de efectul pelicular, modificîndu-se odată cu alunecarea motorului. Considerarea acestei modificări în ecuațiile diferențiale ale motorului, scrise în sistemul de coordonate d, q (Park) și folosite pentru analiza regimurilor tranzitorii, este destul de dificilă. Din acest motiv este avantajos ca în ecuațiile Park să intervină parametrii echivalenți, independenți de alunecare. În lucrare se prezintă o metodă de echivalare a motorului cu colivie rotorică cu bare înalte, printr-un motor cu două colivii rotorice, ai cărui parametri sînt independenți de alunecare. De asemenea se stabilește modul de determinare a caracteristicilor de frecvență a motorului cu colivie rotorică cu bare înalte.

2. Motorul asincron cu două colivii rotorice echivalent al motorului cu o colivie rotorică cu bare înalte

Ecuațiile Park ale unui motor asincron cu două colivii rotorice în sistemul de unități relative (u.r.), avînd parametrii independenți de alunecare și toate mărimile rotorice reduse la stator, sînt [8]:

$$\bar{u}_s = \left[\frac{d}{dt} + j(1-s) \right] \bar{\varphi}_s + r_s \bar{i}_s; \quad 0 = \frac{d}{dt} \tilde{\varphi}_1 + \tilde{r}_1 \tilde{i}_1; \quad 0 = \frac{d}{dt} \tilde{\varphi}_2 + \tilde{r}_2 \tilde{i}_2; \quad (1)$$

$$-T_m \frac{ds}{dt} = c_e + c_m; \quad c_e = \operatorname{Re} [j(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs})(i_{ds} - ji_{qs})].$$

Cuplurile c_e și c_m sînt pozitive cînd acționează în sensul rotirii rotorului. Mărimile din relația (1) sînt date de :

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= u_{ds} + j u_{qs} ; \bar{i}_s = i_{ds} + j i_{qs} ; \bar{i}_1 = \bar{i}_{d1} + j \bar{i}_{q1} ; \bar{i}_2 = \bar{i}_{d2} + j \bar{i}_{q2} ; \\ \bar{\varphi}_s &= \varphi_{ds} + j \varphi_{qs} = x_s \bar{i}_s + \tilde{x}_{s1} \bar{i}_1 + \tilde{x}_{s2} \bar{i}_2 ; \bar{\varphi}_1 = \tilde{\varphi}_{d1} + j \tilde{\varphi}_{q1} = \tilde{x}_{1s} \bar{i}_s + \tilde{x}_{11} \bar{i}_1 + \tilde{x}_{12} \bar{i}_2 ; \\ \bar{\varphi}_2 &= \tilde{\varphi}_{d2} + j \tilde{\varphi}_{q2} = \tilde{x}_{2s} \bar{i}_s + \tilde{x}_{21} \bar{i}_1 + \tilde{x}_{22} \bar{i}_2 \\ \tilde{x}_{s1} &= \tilde{x}_{1s} ; \tilde{x}_{2s} = \tilde{x}_{s2} ; \tilde{x}_{12} = \tilde{x}_{21} ; T_m = J \omega^3 / N_p^2 S_n\end{aligned}\quad (2)$$

În relațiile (1) și (2) indicele inferior s este afectat mărimilor înfășurării statorice, iar indicii inferiori 1 și 2 celor două colivii rotorice. Toate mărimile din ecuațiile (1) și (2) sînt exprimate în unități relative (u.r.), sistemul de mărimi de bază la care a fost făcută raportarea fiind format din :

$$\begin{aligned}U_b &= \sqrt{2} U_{nf} ; I_b = \sqrt{2} I_n ; \omega_b = \omega ; \psi_b = U_b / \omega_b ; t_b = 1 / \omega_b ; Z_b = U_b / I_b = Z_n ; \\ \Omega_b &= \omega_b / N_p ; P_b = (3/2) U_b I_b = 3 U_{nf} I_n = S_n ; C_b = P_b / \Omega_b = N_p S_n / \omega\end{aligned}\quad (3)$$

Semnificația notațiilor din (1), (2), (3) este : U_{nf} = valoarea efectivă a tensiunii nominale de fază ; I_n = valoarea efectivă a curentului nominal ; S_n = puterea aparentă nominală ; Z_n = impedanța nominală ; ω = pulsația unghiulară de sincronism ; Ω_b = turația nominală de sincronism ; s = alunecarea ; N_p = numărul perechilor de poli ; c_e = cuplul electromagnetice (u.r.) ; c_m = cuplul mecanic rezistent (u.r.) ; J = momentul de inerție ; T_m = constanta de timp de lansare (u.r.).

În vederea echivalării motorului asincron cu colivie rotorice cu bare înalte printr-un motor cu două colivii rotorice cu parametri independenți de alunecare se vor utiliza ecuațiile motorului cu două colivii rotorice cu mărimile rotorice reduse la stator și raportate la axa d și q . În scopul obținerii acestor ecuații se propun următoarele schimbări de variabile :

$$\begin{aligned}x_m &= \tilde{x}_{s1} \tilde{x}_{s2} / \tilde{x}_{12} \\ x_1 &= \tilde{x}_1 (x_m / \tilde{x}_{s1})^2 ; x_2 = \tilde{x}_2 (x_m / \tilde{x}_{s2})^2 ; r_1 = \tilde{r}_1 (x_m / \tilde{x}_{s1})^2 ; r_2 = \tilde{r}_2 (x_m / \tilde{x}_{s2})^2 \\ i_1 &= \tilde{i}_1 (\tilde{x}_{s1} / x_m) ; \bar{\varphi}_1 = \tilde{\varphi}_1 (x_m / \tilde{x}_{s1}) ; i_2 = \tilde{i}_2 (\tilde{x}_{s2} / x_m) ; \bar{\varphi}_2 = \tilde{\varphi}_2 (x_m / \tilde{x}_{s2}).\end{aligned}\quad (4)$$

Ecuațiile Park ale motorului cu două colivii rotorice cu toate mărimile în u.r. și cu mărimile rotorice reduse la stator și raportate la axele d și q sînt :

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= \left[\frac{d}{dt} + j(1-s) \right] \bar{\varphi}_s + r_s \bar{i}_s ; 0 = \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_1 + r_1 \bar{i}_1 ; 0 = \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_2 + r_2 \bar{i}_2 ; \\ -T_m \frac{ds}{dt} &= \operatorname{Re} [j(\varphi_{ds} + j \varphi_{qs})(i_{as} - j i_{qs})] + c_m ;\end{aligned}\quad (5)$$

$$\bar{\varphi}_s = x_s \bar{i}_s + x_m \bar{i}_1 + x_m \bar{i}_2 ; \bar{\varphi}_1 = x_m \bar{i}_s + x_1 \bar{i}_1 + x_m \bar{i}_2 ; \bar{\varphi}_2 = x_m \bar{i}_s + x_m \bar{i}_1 + x_2 \bar{i}_2.$$

Se pot defini reactanțele de dispersie de calcul :

$$x_{\sigma s} = x_s - x_m ; x_{\sigma 1} = x_1 - x_m ; x_{\sigma 2} = x_2 - x_m.\quad (6)$$

În regim staționar de funcționare ($d/dt = js$) cu tensiunea de alimentare egală cu cea nominală și considerată în axa imaginară ($\bar{u}_s = j$), sistemul de ecuații

(5) îi corespunde schema echivalentă din fig. 1. Se observă că schema echivalentă a rotorului este de forma unui lanț de doi cuadripoli cu parametrii $x_{\sigma 1}$, $x_{\sigma 2}$, r_1 , r_2 independenți de alunecare.

Considerarea unor parametri echivalenți constanți în raport cu alunecarea în ecuațiile Park ale motorului cu colivie

rotorică cu bare înalte poate fi realizată pe baza alcătuirii unei scheme echivalente a rotorului sub forma unui lanț de cuadripoli cu parametri constanți. Structura cuadripolilor componenți ai lanțului considerat pentru schema echivalentă a rotorului [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7] diferă de la autor la autor (fig. 2a, 2b, 2c). Gradul de precizie al unei astfel de scheme echivalente este determinat de numărul de cuadripoli (sau bucle) considerat din lanț.

Studiile efectuate în [2], [3], [4], [5], [6] au arătat că limitarea schemei la două bucle (conform fig. 2) oferă destulă precizie pentru studiul proceselor tranzitorii în motoarele asincrone cu colivie rotorică cu bare înalte.

Datorită avantajelor în stabilirea ecuațiilor Park ale motorului cu colivie rotorică cu bare înalte se va lua în considerare schema echivalentă din fig. 2c, limitată la două bucle. Procedind astfel schema echivalentă a motorului cu colivie cu bare înalte coincide cu schema echivalentă a motorului cu două colivii rotorice din fig. 1. În felul acesta, motorul cu o colivie cu bare înalte poate fi înlocuit printr-un motor echivalent cu două colivii rotorice, având schema echivalentă din fig. 1.

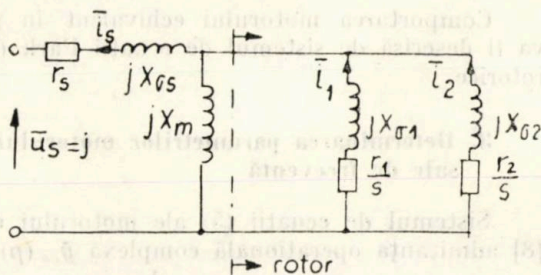


Fig. 1. Schema echivalentă a motorului asincron cu două colivii rotorice.

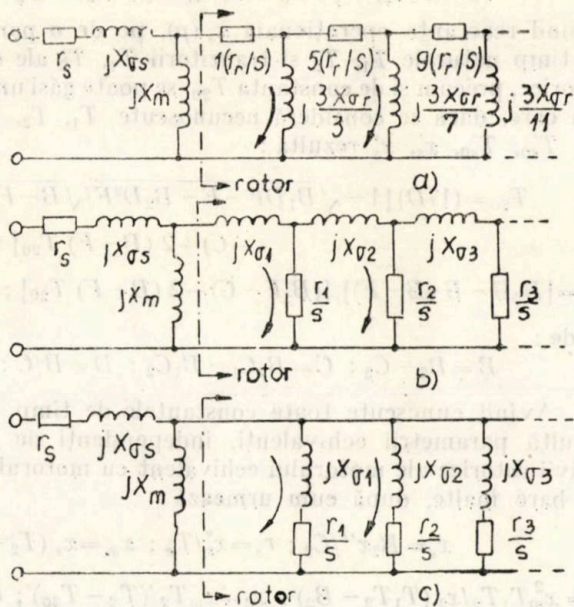


Fig. 2. Structura lanțului de cuadripoli al schemei echivalente a rotorului cu bare înalte: a) după [1] cu r_r , $x_{\sigma r}$ — rezistența și reactanța de dispersie a rotorului la $s=0$; b) după [2], [3], [4], [5]; c) după [6], [7].

Comportarea motorului echivalent în regimuri tranzitorii și staționare va fi descrisă de sistemul de ecuații Park (5) ale motorului cu două colivii rotorice.

3. Determinarea parametrilor motorului echivalent și a caracteristicilor sale de frecvență

Sistemul de ecuații (5) ale motorului echivalent îi corespunde conform [8] admitanța operațională complexă $\tilde{y}_{ss}(p)$:

$$\tilde{y}_{ss}(p) = \frac{1}{\tilde{z}_{ss}(p)} = \frac{1}{[p + j(1-s)]x_s(p) + r_s};$$

$$\frac{1}{x_s(p)} = \frac{1}{x_s} \frac{B_2 p^2 + B_1 p + 1}{C_2 p^2 + C_1 p + 1} \quad (7)$$

unde $\tilde{z}_{ss}(p)$ este impedanța operațională complexă, $x_s(p)$ este reactanța operațională, iar:

$$B_1 = T'_{s0} + T''_{s0} = T_1 + T_2; \quad B_2 = T'_{s0} T''_{s0}; \quad C_1 = T'_s + T''_s = T'_1 + T'_2;$$

$$C_2 = T'_s T''_s. \quad (8)$$

Determinarea parametrilor echivalenți r_1 , x_{01} , r_2 , x_{02} , independenți de alunecarea s , ai celor două colivii ale motorului echivalent, precum și a parametrilor r_s , x_{0s} , x_m se poate face dacă sînt cunoscuți, în urma încercărilor experimentale, parametrii tranzitorii ai motorului cu colivie rotorică cu bare înalte: x''_s , x'_s , T''_s , T'_s , T''_{s0} , T'_{s0} , T_a . În [9], [10], [11] autorul a stabilit metode experimentale simple pentru determinarea acestor parametrii tranzitorii ai mașinilor asincrone cu colivie rotorică cu bare înalte.

Avînd în vedere că reactanțele supratranzitorie x''_s și tranzitorie x'_s ale motorului cu două colivii rotorice, precum și constantele sale de timp $T_{2\sigma}$ și T_a sînt definite conform relațiilor:

$$x''_s = (x_s C_2) / B_2; \quad x'_s = (x_s T'_1) / T_1; \quad T_{2\sigma} = (x_2 - x_m) / r_2; \quad T_a = x''_s / r_s \quad (9)$$

scriind reactanța operațională $x_s(p)$, pe de o parte în funcție de constantele de timp naturale T_1 , T_2 și tranzitorii T'_1 , T'_2 ale circuitelor celor două colivii rotorice, precum și de constanta $T_{2\sigma}$, se poate găsi un sistem compatibil de ecuații, din care, dacă se consideră necunoscute T_1 , T_2 , T'_1 , T'_2 , $T_{2\sigma}$ și cunoscute T'_s , T''_s , T'_{s0} , T''_{s0} , x'_s , x''_s rezultă:

$$T_{2\sigma} = (1/D) [1 - \sqrt{B_1 D F - F - B_2 D^2 F} / \sqrt{B - F}]; \quad T_1 = B_2 B / [(B_1 F - C) + 2(B - F) T_{2\sigma}]; \quad (10)$$

$$T'_1 = [B_2 B - B(B - F)] / [(B_1 F - C) + 2(B - F) T_{2\sigma}]; \quad T_2 = B_1 - T_1; \quad T'_2 = C_1 - T'_1;$$

unde:

$$B = B_2 - C_2; \quad C = B_2 C_1 - B_1 C_2; \quad D = B/C; \quad F = C_2 [(x'_s/x''_s) - 1]. \quad (11)$$

Avînd cunoscute toate constantele de timp, precum și reactanțele x'_s , x''_s rezultă parametrii echivalenți, independenți de alunecarea s , ai celor două colivii rotorice ale motorului echivalent cu motorul cu o singură colivie rotorică cu bare înalte, după cum urmează:

$$x_s = B_2 x'' / C_2; \quad r_s = x''_s / T_a; \quad x_m = x_s (T_2 - T'_2) / (T_2 - T_{2\sigma});$$

$$x_1 = x_m^2 T_1 T_2 / x_2 (T_1 T_2 - B_2); \quad x_2 = x_m T_2 / (T_2 - T_{2\sigma}); \quad r_1 = x_1 / T_1; \quad r_2 = x_2 / T_2. \quad (12)$$

Cunoașterea parametrilor $x_m, r_s, x_{os}, T_s, T_s', T_{s0}, T_{s0}'$ permite determinarea caracteristicii de frecvență a motorului, respectiv a caracteristicii de frecvență a rotorului său. Aceste caracteristici sînt des folosite în literatura de specialitate pentru studierea diferitelor regimuri tranzitorii ale motorului asincron.

Caracteristica de frecvență a motorului asincron echivalent, la aplicarea tensiunii unitate $+j$ este:

$$\bar{i}_s = j/z_{ss}(js) = j\bar{y}_{ss}(js) = j/[jx_s(js) + r_s] = b + jg \quad (13)$$

unde $b = f_1(s)$; $g = f_2(s)$ sînt funcții de alunecarea s a motorului, iar;

$$1/x_s(js) = (1/x_s) [1 - B_2 s^2 + jB_1 s] / [1 - C_2 s^2 + jC_1 s]. \quad (14)$$

Caracteristica de frecvență a rotorului motorului echivalent este:

$$\bar{i}_r = j\bar{y}_r(js) = b_r + jg_r = [(\bar{i}_{ss}\bar{i}_s)/(\bar{i}_{ss} - \bar{i}_s)] - \bar{i}_m \quad (15)$$

unde:

$$\bar{i}_{ss} = j\bar{y}_s = b_s + jg_s; \quad \bar{i}_m = j\bar{y}_m = b_m = 1/x_m;$$

$$b_s = x_{os}/(r_s^2 + x_{os}^2); \quad g_s = r_s/(r_s^2 + x_{os}^2). \quad (16)$$

Se poate arăta că:

$$b_r = f_{r1}(s) = \operatorname{Re}(\bar{i}_r) = \frac{(g_s - g)(gb_s + bg_s) - (b_s - b)(gg_s - bb_s)}{(g_s - g)^2 + (b_s - b)^2} - b_m \quad (17)$$

$$g_r = f_{r2}(s) = \operatorname{Im}(\bar{i}_r) = \frac{(g_s - g)(gg_s - bb_s) + (b_s - b)(db_s + bg_s)}{(g_s - g)^2 + (b_s - b)^2}.$$

Folosind metoda indicată mai sus și parametrii tranzitorii determinați după metodele indicate de autor în [9], [10], [11] se pot calcula parametrii și caracteristicile de frecvență ale motoarelor echivalente cu motoarele avînd colivie rotorică cu bare înalte. În tabelul 1 se indică drept exemplu valorile

Tabelul 1

Parametrii motorului MIB-2 Exe 2-6 kV - 400 kW

Mărimi nominale	Parametrii obținuți experimental (u.r.)	Parametrii calculați pentru motorul echivalent (u.r.)
$U_{nf} = 6\,000/\sqrt{3}$ V	$x_s'' = 0,1274$	$T_{2\sigma} = 1,0611$
$I_n = 50,2$ A	$x_s' = 0,1977$	$T_1 = 159,1905$
$P_n = 400$ kW	$T_s'' = 3,7935$	$T_1' = 13,3569$
$\cos \varphi_n = 0,821$	$T_s' = 25,7178$	$T_2 = 297,1897$
$n = 992,8$ r/m	$T_{s0}'' = 452,3904$	$T_2' = 16,1544$
$s_n = 0,0072$	$T_{s0}' = 3,9898$	$x_s = 2,3567$
$M_{max}/M_n = 3,05$	$T_a = 5,4307$	$r_s = 0,02385$
$X_n = 69,006$ Ω		$x_m = 2,2407$
		$x_{os} = 0,1159$
		$x_1 = 2,3213$
		$x_{\sigma_1} = 0,08056$
		$r_1 = 0,01459$
		$x_2 = 2,2488$
		$x_{\sigma_2} = 0,00803$
		$r_2 = 0,00757$

obținute pentru parametrii unui motor tip MIB-2 Exe 2-6 kV - 400 kW (fabricație Electroputere), iar în fig. 3 caracteristicile sale de frecvență.

În tabelul 2 sînt indicate cîteva valori b și g ale caracteristicii de frecvență a motorului cu o singură colivie rotorică cu bare înalte considerat mai sus, pentru un domeniu de alunecare în jurul alunecării nominale s_n ($s = 0,003 \div 0,01$),

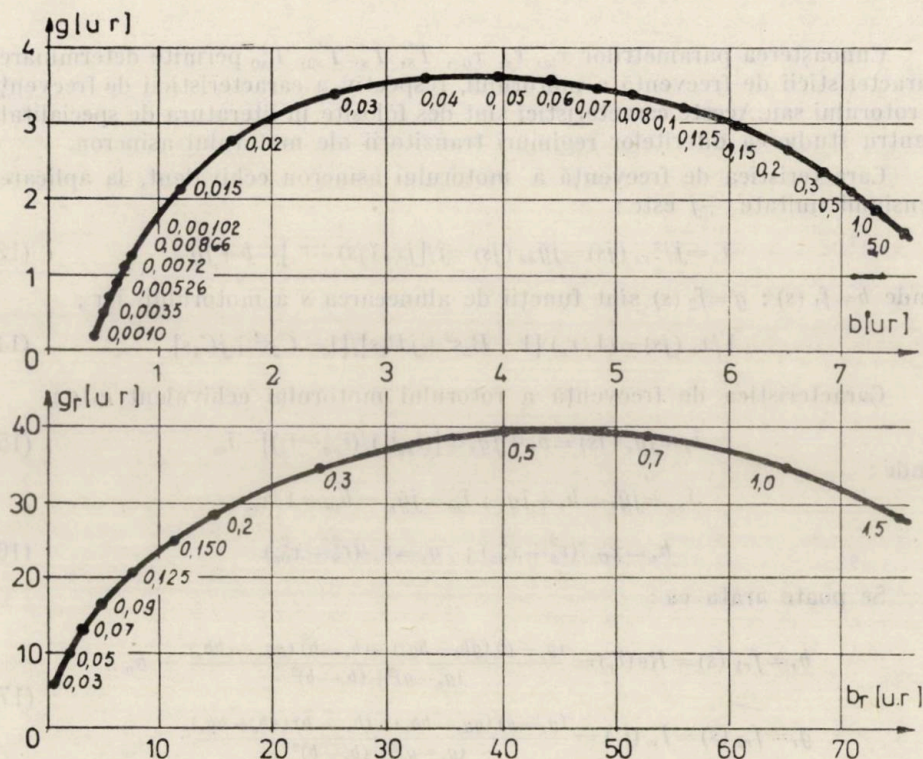


Fig. 3. Caracteristică de frecvență a motorului asincron cu bare înalte în rotor, tip MIB — 2 Exe2 — 6 kV-400 kW și a rotorului său.

Tabelul 2

s	I [A]	$\cos \varphi$	$b_{ex} =$ $\frac{I}{I_n} \sin \varphi$	$g_{ex} =$ $\frac{I}{I_n} \cos \varphi$	b	g	$\frac{b-b_{ex}}{b_{ex}} 100$	$\frac{g-g_{ex}}{g_{ex}} 100$
0,00345	31,0	0,658	0,4650	0,4063	0,4825	0,4364	3,76	7,40
0,00526	39,8	0,764	0,5114	0,6057	0,5419	0,6493	5,96	7,20
0,00720	50,2	0,821	0,5710	0,8210	0,6145	0,8776	7,61	6,89
0,00866	57,6	0,838	0,6265	0,9615	0,6779	1,0365	8,20	7,80
0,01020	65,3	0,847	0,6920	1,1018	0,7240	1,1955	4,62	8,50
1,00000	350,0	0,250	1,7430	6,7520	1,7475	7,3000	0,26	8,20

respectiv pentru $s=1$. Ele au fost notate cu b_{ex} , respectiv g_{ex} și au fost calculate din rezultatele experimentale obținute în urma încercărilor de scurtcircuit și de funcționare la diferite sarcini, încercări efectuate pe ștandul de probe al fabricii constructoare. În același tabel sînt indicate și mărimile b și g ale motorului echivalent cu două colivii rotorice, calculate conform metodei indicate în lucrare, precum și abaterile procentuale ale acestor mărimi în raport cu cele obținute experimental. Se observă că abaterile sînt acceptabile, cele mai mari valori ale lor nedepășind 8,5%. De altfel abateri sînt explicabile, deoarece metoda indicată în lucrare are la bază ecuațiile Park, care sînt scrise admitînd o serie de ipoteze simplificatoare ca neglijarea fenomenului de histe-

reză și curenți turbionari, considerarea numai a undelor fundamentale ale mărimilor învîrtoare, considerarea constantă a saturației magnetice a miezului de fier. Pe de altă parte determinarea din oscilogramele experimentale a parametrilor tranzitorii T_s , T_s'' , T_{s0}' , T_{s0}'' , T_a , x_s' , x_s'' se face cu erori, din cauza metodelor grafice de determinare folosite.

În concluzie se poate afirma că există o bună concordanță între cele două caracteristici de frecvență în domeniul de alunecare din jurul celei nominale și la alunecarea $s=1$ (la pornire), domenii care de altfel interesează în exploatarea motoarelor asincrone.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Nürnberg, W.: „Die Asynchronmaschine“, Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1963.
- [2] Vasilevskij, S. P.; Sulakov, N. V.: „Modelirovanie na AVM elektromasinnih sistem s glubokopaznymi dvigateljami“, Elektricitstvo, No. 9. 1971.
- [3] Klingshirn, A. E.; Jordan, H. E.: „Simulation of Polyphase Induction Machines with Deep Rotor Bars“, I.E.E. Transaction on P.A.S. —89, No. 6, July-August 1970, p. 1 038—1 043.
- [4] Stiebler, M.: „Die Nachbildung von Induktionsmaschinen mit Stromverdrängungsläufem am Analogrechner unter Verwendung der Doppelkäfignäherung“, Archiv für Elektrotechnik, Heft 5, 49 Band, 1965, p. 331—342.
- [5] Stiebler, M.: „Die Berechnung von Übergangsvorgängen bei Induktionsmaschinen mit Stromverdrängungsläufem“, Archiv für Elektrotechnik; Heft 1, 51 Band, 1969.
- [6] Sivokobylenko, V. E.; Sovpel, V. B.; Pavljukov, A. V.: „Metod opredelenija ekvivalentnyh parametrov masin peremennogo toka“, Izvestija Akademii Nauk SSSR. Energetika i transport, 1975, No. 2, p. 93—97.
- [7] Sivokobylenko, V. F.; Pavljukov, V. A.: „Metod ekvivalentirovanija i resceta korotkogo замыкания в системе асинхронных машин“, Elektricitstvo, No. 1, 1979, p. 45—50.
- [8] Gheju, P.: „Modificări funcționale și în comportarea consumatorilor mașini electrice la scurtcircuit“, Referat, Inst. Polit. Timișoara, Fac. Electrotehnică, Catedra de Utilizările energiei electrice și mașini electrice, 1975.
- [9] Gheju, P.; Rarinca, O.; Dusa, V.; Di nu, Gh.: „Studiul comportării la scurtcircuit a motoarelor asincrone cu bare înalte în rotor“, Bul. șt. și tehn. al IPT, Electrotehnica, T 24(38), fasc. 1, 1978, p. 28—30.
- [10] Gheju, P.; Besoiu, I.: „Asupra unei metode experimentale de determinare a parametrilor tranzitorii ai mașinilor asincrone cu bare înalte în rotor“, Bul. șt. și tehn. I.P.T., Electrotehnica, T 24(38), fasc. 1, p. 52—55.
- [11] Gheju, P.: „Considerații privind tensiunea reziduală la bornele mașinii asincrone după întreruperea tensiunii de alimentare“, Bul. șt. și tehn. al Inst. Polit. Timișoara, Electrotehnica, T 24(38), fasc. 1, p. 48—51.

ON THE EQUIVALENCE OF THE DEEP-BAR-CAGE INDUCTION MOTOR WITH THE DOUBLE-SQUIRREL-CAGE INDUCTION MOTOR

ABSTRACT

The paper presents a method for the equivalence of the deep-bar-cage induction motor with the double-squirrel-cage induction motor, which has the constant parameters with the slip. Also a way for the determination of the frequency-response characteristic of the deep-bar-cage induction motor is established.

LA DÉFINITION DE LA COMPOSANTE D'INDICE ZÉRO, DU SYSTÈME DE COMPOSANTES d, q, o , À L'AIDE DU CALCUL SYMBOLIQUE, AVEC EXTENSION À LA MACHINE POLYPHASÉE

PAR

V. DUSA

1. Introduction

Pour établir les équations fonctionnelles des machines de courant alternatif, dans un régime électromagnétique quelconque, comme on sait [1], [2], [4], on fait quelque hypothèses simplificatrices ; la machine est non-saturée ; les pertes en fer sont négligées ; la machine présente une symétrie parfaite du point de vue magnétique et constructive ; on néglige les harmoniques supérieures des densités linéaires des courants, etc. Si pour chaque enroulement de phase (R, S, T) on associe une grandeur scalaire quelconque y_R, y_S, y_T (les grandeurs peuvent être des courants, des tensions ou des flux), ces hypothèses permettent de trouver un vecteur représentatif $\underline{y}$ qui à chaque moment t , par ses projections sur trois axes (R, S, T), doit reproduire les trois grandeurs y_R, y_S, y_T [3], [4] :

$$y_R = y \cos \alpha ; \quad y_S = y \cos \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) ;$$

$$y_T = y \cos \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (1)$$

Dans le plan complexe dont l'axe réelle se considère OR , (figure 1) le vecteur représentatif est défini par l'expression [3], [4] :

$$\underline{y} = \frac{2}{3} (\underline{y}_R + \underline{y}_S + \underline{y}_T) \quad (2)$$

ou :

$$\underline{y}_R = y_R ; \quad \underline{y}_S = y_S \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}} ; \quad \underline{y}_T = y_T \cdot e^{-j \frac{2\pi}{3}}$$

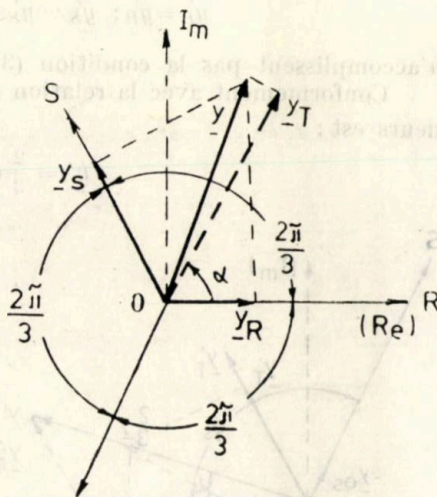


Fig 1. Le vecteur représentatif d'un système de trois grandeurs y_R, y_S, y_T dont la somme est zéro.

et :

$$y_R + y_S + y_T = 0. \quad (3)$$

On indique, dans le cas où les grandeurs scalaires y_R, y_S, y_T n'accomplissent pas la condition (3), qu'il est nécessaire [3 p. 152], respectivement indiqué [5. p 161], de définir une grandeur auxiliaire d'indice zéro :

$$y_0 = \frac{1}{3} (y_R + y_S + y_T) \quad (4)$$

la même, pour toutes les phases.

Cette grandeur et le fait qu'elle est identique pour toutes les phases de la machine triphasée, se définiront à base du calcul symbolique, dans ceux que suivent.

2. La détermination de la composante d'indice zéro pour toutes les phases de la machine

Il faut considérer que les grandeurs scalaires y'_R, y'_S, y'_T associées avec les trois phases (R, S, T) et représentées dans le plan complexe dans la figure 2, par les phasors :

$$\underline{y}'_R = y'_R; \underline{y}'_S = y'_S \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}}; \underline{y}'_T = y'_T \cdot e^{-j \frac{2\pi}{3}},$$

n'accomplissent pas la condition (3).

Conformément avec la relation (2), le phasor représentatif de ces grandeurs est :

$$\underline{y}' = \frac{2}{3} (\underline{y}'_R + \underline{y}'_S + \underline{y}'_T). \quad (5)$$

De ces mentions ci-dessus, (voir les relations 2 et 3) résulte que cet phasor représentatif peut être obtenu aussi sous la forme :

$$\underline{y}' = \frac{2}{3} (\underline{y}_R + \underline{y}_S + \underline{y}_T) \quad (6)$$

où :

$\underline{y}_R, \underline{y}_S, \underline{y}_T$ représentent les projections du vecteur représentatif $\underline{y}'$ sur les trois axes (R, S, T) (figure 2).

Parce que les grandeurs y'_R, y'_S, y'_T ne satisfont pas la condition (3), et les grandeurs y_R, y_S, y_T la satisfont, il résulte que minimum une des grandeurs $y'_i \neq y_i$ ($i=R, S, T$) et donc, les grandeurs y'_i ne peu-

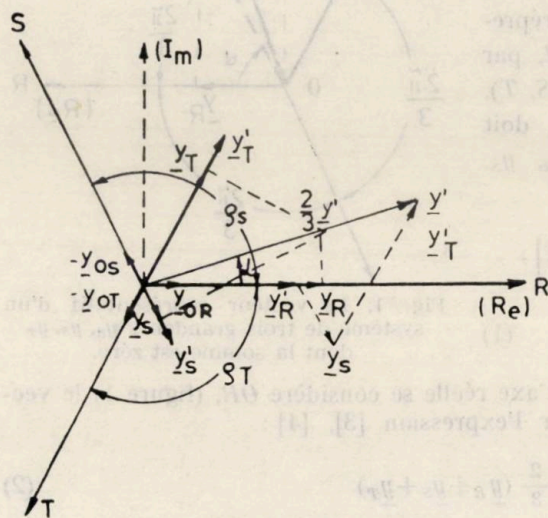


Fig. 2. Le vecteur représentatif d'un système triphas de grandeurs y'_R, y'_S, y'_T dont la somme est différente de zéro.

vent plus être définies comme simples projections des phasor représentatif, sur les axes de coordonés (R, S, T).

Il se note avec (voir la figure 2) :

$$\underline{y}_{0i} = \underline{y}'_i - \underline{y}_i \quad (i=R, S, T). \quad (7)$$

Puisque les phasors $\underline{y}'_i$ et $\underline{y}_i$ sont colinéaires, (7) on peut écrire :

$$y_{0i} = y'_i - y_i \quad (8)$$

respectivement, en introduisant (1) dans (8) :

$$y_{0i} = y'_i - y \cos(\alpha - \rho_i) \quad (9)$$

ou :

$$\rho_R = 0; \quad \rho_S = \frac{2\pi}{3}; \quad \rho_T = -\frac{2\pi}{3}.$$

Considérant le fait que la projection d'un vecteur résultant sur une direction donnée (axe) est égale avec la somme algébrique de projections des vecteurs composants sur celle axe, on peut écrire :

$$y \cos(\alpha - \rho_i) = \frac{2}{3} [y'_R \cos \rho_i + y'_S \cos(\rho_i - \rho_S) + y'_T \cos(\rho_i - \rho_T)] \quad (10)$$

Introduisant (10) dans (9), il résulte :

$$y_{0i} = y'_i - \frac{2}{3} [y'_R \cos \rho_i + y'_S \cos(\rho_i - \rho_S) + y'_T \cos(\rho_i - \rho_T)] \quad (11)$$

ou :

$$y_{0i} = y'_i - \frac{1}{3} \sum y'_\lambda \cos(\rho_i - \rho_\lambda) \quad \text{où : } \lambda = R, S, T. \quad (11')$$

Explicitant $i=R, S, T$, de (11) résulte :

$$y_{0R} = y_{0S} = y_{0T} = \frac{1}{3} (y'_R + y'_S + y'_T). \quad (12)$$

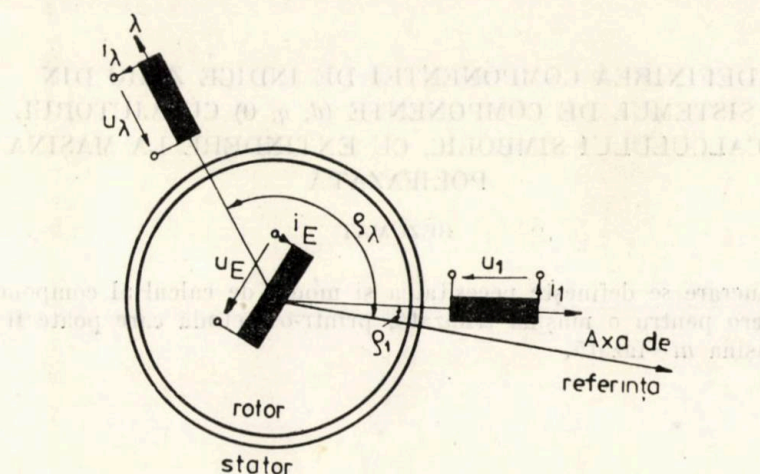


Fig. 3. Le schéma électrique du m — machines phasées.

Si on considère une machine avec m phases (figura 3), le phasor représentatif [4 p. 28] ; est :

$$y = \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m e^{j\rho_{\lambda}} \cdot y_{\lambda} \quad (13)$$

ou :

y_{λ} = les grandeurs scalaires associées aux phases de la machine ;

$$\rho_{\lambda} = \rho_1 + (m-1) \frac{2\pi}{m} \cdot \quad (14)$$

En procédant de la même manière comme pour la machine triphasée, pour les composantes d'indice zéro, s'obtient la relation :

$$y_{0i} = y_i - \frac{2}{m} \sum_{\lambda=1}^m y_{\lambda} \cdot \cos(\rho_i - \rho_{\lambda}). \quad (15)$$

3. Conclusions

a) Les composantes d'indice zéro, sont le résultant naturel du passage biunivoque du grandeurs de phase, au phasor représentatif, respectivement inversement, et pour la machine triphasée résulte, évidemment les mêmes, pour chaque phase (voir la relation 12). Celà, permet de parler d'une seule composante, seulement dans le cas du machines triphasées, comme li résulte de la rel. (13) et mentionné dans [2 p. 130].

b) Tenant compte que dans le cas du machines triphasées, les composantes d'indice zéro sont les mêmes pour toutes les phases, l'introduction formale de la composante d'indice zéro par analogie avec la composante homopolaire en cadre du système de composantes symétriques, est justifiée, comme dans [1] et [5 p. 16].

c) La composante d'indice zéro, nulle, représente un cas particulier de la situation générale, definit par la relation (13) et donc sa introduction est indiquée non seulement lorsque la somme de grandeurs de phase este différente de zéro, comme dans [3 p. 152] et [5 p. 161].

DEFINIREA COMPONENTEI DE INDICE ZERO DIN SISTEMUL DE COMPONENTE $(d, q, 0)$ CU AJUTORUL CALCULULUI SIMBOLIC, CU EXTINDERE LA MAȘINA POLIFAZATĂ

REZUMAT

În lucrare se definește necesitatea și modul de calcul al componentei de indice zero pentru o mașină trifazată, printr-o metodă care poate fi extinsă și la mașina m -fazată.

UNELE CONSIDERAȚII CU PRIVIRE LA SIGURANȚA ÎN FUNCȚIONARE A SISTEMELOR DE PROTECȚIE PRIN RELEE

DE

C. VELICESCU, C. IVAȘCU, A. NICOLAESCU

1. Introducere

Având în vedere importanța capitală a asigurării unor indicatori de fiabilitate ridicați în satisfacerea consumurilor de energie electrică, apare ca necesară și cunoașterea funcționării cantitative a protecției prin relee a elementelor sistemului electroenergetic față de avariile posibile. Acest lucru e cu atât mai necesar atunci când în modul de funcționare a rețelelor electrice apar regimuri noi care necesită și o adaptare corespunzătoare a sistemelor de protecție.

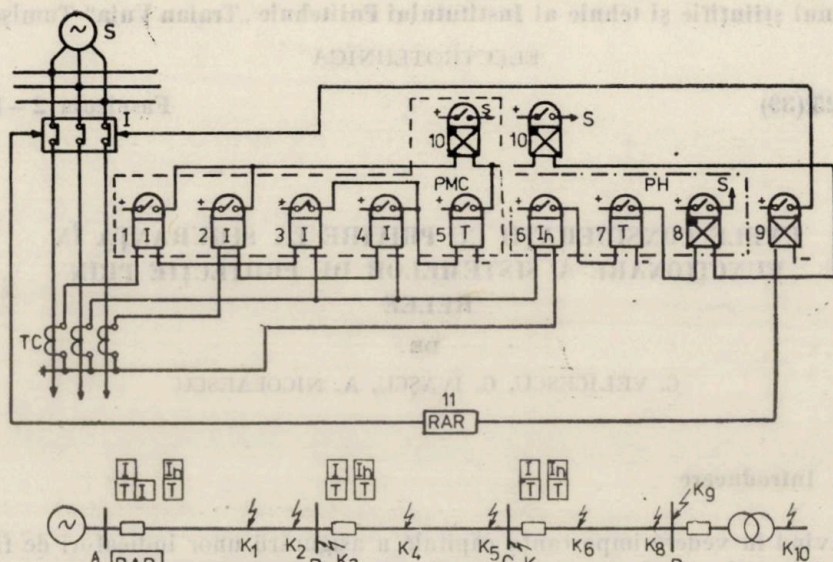
Lucrarea de față își propune să evidențieze o apreciere cantitativă și calitativă pe baza teoriei fiabilității pentru funcționarea protecțiilor prin relee la liniile aeriene de medie tensiune, trecute la regimul de funcționare cu neutrul tratat prin rezistență de limitare. În acest nou regim orice punere accidentală la pământ devine scurtcircuit, lucru care necesită angajarea funcționării protecției prin relee. Având în vedere frecvența mărită de apariție a unor astfel de avarii, se pune problema dacă protecțiile prin relee aferente realizează un serviciu de exploatare de fiabilitate, satisfăcător. Pentru liniile de medie tensiune funcționând cu neutrul izolat sau tratat prin bobină de compensare, o astfel de punere la pământ a unei faze, de regulă era suficient a fi semnalată.

Un impediment față de obținerea unor rezultate cantitative cât mai reale în studiul fiabilității funcționării sistemelor de protecție prin relee, îl constituie lipsa unor date statistice satisfăcătoare privind comportarea în exploatare a acestor elemente. În plus, se mai poate adăuga și faptul că literatura de specialitate nu tratează aproape deloc exemplificări privind comportarea probabilă în funcționare a sistemelor de protecție.

În dezvoltările ulterioare prezentate în lucrare se va considera doar posibilitatea apariției de defecte simple cu privire la structura schemelor de protecție. La apariția unei avarii, cu funcționarea liniei protejate, în speță un scurtcircuit monofazat, se va admite posibilitatea ca un element al protecției prin relee să fie defect, stare dobândită în perioada de timp anterioară apariției acestei avarii.

Liniile de medie tensiune aeriene trecute recent la regimul de funcționare cu neutrul tratat prin rezistență de limitare au ca protecție scheme generale de tipul celei prezentate în fig. 1a.

Ca protecție de bază există protecția maximală de curent homopolară, temporizată, foarte sensibilă acționând pentru scurtcircuite nesimetrice, protecția maximală de curent temporizată, fiind o protecție de rezervă față de astfel



de avarii. Tronsonul cel mai apropiat sursei are în echipare și o protecție maximă de curent secționată, cât și un dispozitiv de reanclanșare automată rapidă (RAR).

Întrucît date orientative privind la valoarea intensității de defectare λ și a celei de reparate μ se găsesc în literatură [2, 4] doar pentru releele intermediare și de curent, pentru a putea aprecia comportarea întregii scheme de protecție este necesară determinarea prealabilă a acestor valori și pentru releele de R.A.R.

S-a coonsiderat un releu R.A.R., tip RARS de schemă redată în fig. 2.

Fig. 2. Schema interioară a releului RARS.

Pentru elementele care apar în această schemă s-au adoptat din [4] următoarele valori pentru intensitățile de defectare și reparare :

		$\lambda \cdot 10^{-8} s^{-1}$	$\mu \cdot 10^{-8} s^{-1}$
— rezistor de limitare	(R)	0,06666	55 000
— condensator	(C)	0,11666	55 000
— releu de timp	(R _t)	1,9288	27 700
— releu intermediar	(R _I)	1,9288	27 700
— întreruptor de m.t.	(I)	0,01166	1 500,11
— legături electrice la borne	(B)	1,286	18 516,66

Pentru rezistor și condensator s-a apreciat valoarea lui μ prin considerarea timpului necesar de înlocuire a acestora la defectare, de 30 minute.

Se consideră că elementele componente funcționează dependent, adică nefuncționarea unuia singur dintre ele determină nefuncționarea celorlalte. S-au adoptat un număr de 10 legături la borne. În acest caz pentru parametrii echivalenți λ și μ se obțin valorile :

$$\lambda_{RAR} = \sum_{i=1}^{15} \lambda_i = \lambda_R + \lambda_C + \lambda_{Rt} + \lambda_{RI} + \lambda_I + 10 \cdot \lambda_B = 16,91252 \cdot 10^{-8} s^{-1}$$

$$\mu_{RAR} = \frac{\lambda_{RAR}}{\sum_{i=1}^6 \frac{\lambda_i}{\mu_i}} = \frac{16,91252 \cdot 10^{-8}}{\frac{0,06666}{55\,000} + \frac{0,11666}{55\,000} + 2 \cdot \frac{1,9288}{27\,700} + \frac{0,01166}{1\,500,11} + \frac{1,286}{18\,516,66}} = 20\,026,027 \cdot 10^{-8} s^{-1}$$

Probabilitățile de bună funcționare și de refuz în funcționare a acestui releu sînt P_0 , respectiv P_1 .

$$P_0 = \frac{\mu_{RAR}}{\mu_{RAR} + \lambda_{RAR}} = \frac{20\,026,027 \cdot 10^{-8}}{(20\,026,027 + 16,91252) \cdot 10^{-8}} = 0,999156$$

$$P_1 = \frac{\lambda_{RAR}}{\mu_{RAR} + \lambda_{RAR}} = \frac{16,91252}{20\,026,027 + 16,91252} = 0,000844$$

3. Aprecierea funcționării protecției maxime de curent

Se consideră în calcul în această fază, doar protecția maximală de curent temporizată și cea secționată aflată în dotare la primul tronson de linie, încadrată și marcată cu PMC în fig. 1 a.

Se echivalează elementele acestei scheme în patru elemente echivalente, astfel :

- elementul I format din transformatorul de curent caracterizat

de λ_{TC} și μ_{TC} ;

- elementul II format din releul maximal de curent cu secționare 1,2 avînd λ_{RC} și μ_{RC} și releul de semnalizare 10, avînd λ_{RS} și μ_{RS} ;
- elementul III format din releul maximal de curent 3,4 cu λ_{RC} și μ_{RC} și releul de timp 5, cu λ_{RT} și μ_{RT} ;
- elementul IV format din releul intermediar final 9 cu λ_{RI} și μ_{RI} și întreruptorul de linie cu λ_I și μ_I .

Parametrii statistici λ și μ pentru elementele echivalente se determină corespunzător funcționării dependente a elementelor componente, astfel:

$$\lambda_I = \lambda_{TC} = 0,00861 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}, \quad \mu_I = \mu_{TC} = 1\,538,19 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\lambda_{II} = \lambda_{RC} + \lambda_{RS} = 2 \cdot 1,9288 \cdot 10^{-8} = 3,8576 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{II} = \frac{\lambda_{II}}{\frac{\lambda_{RC}}{\mu_{RC}}} = \frac{3,8576 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot \frac{1,9288 \cdot 10^{-8}}{27\,770}} = 27\,770 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{III} = \lambda_{RC} + \lambda_{RC} = 2 \cdot 1,9288 \cdot 10^{-8} = 3,8576 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{III} = \frac{\lambda_{III}}{\frac{\lambda_{RC}}{\mu_{RC}} + \frac{\lambda_{RT}}{\mu_{RT}}} = 27\,770 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\lambda_{IV} = \lambda_{RI} + \lambda_I = (1,9288 + 0,01166) \cdot 10^{-8} = 1,94054 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{IV} = \frac{\lambda_{IV}}{\frac{\lambda_{RI}}{\mu_{RI}} + \frac{\lambda_I}{\mu_I}} = \frac{1,94054 \cdot 10^{-8}}{\frac{1,9288}{27\,770} + \frac{0,01166}{1\,500,11}} = 25\,127,12 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

Admițind că apar numai defecte simple rezultă pentru protecția maximă de curent cinci stări posibile notate astfel:

P_0 corespunzător funcționării tuturor elementelor componente și P_i , $i=1,4$ corespunzător defectării unuia din cele 4 elemente echivalente. Matricea intensităților de tranziție este următoarea:

0	1	2	3	4
$-(\lambda_I + \lambda_{II} + \lambda_{III} + \lambda_{IV})$	μ_I	μ_{II}	μ_{III}	μ_{IV}
λ_I	$-\mu_I$			
λ_{II}		$-\mu_{II}$		
λ_{III}			$-\mu_{III}$	
λ_{IV}				$-\mu_{IV}$

Pentru probabilitățile de ocupare a stărilor definite se obțin valorile

$$P_0 = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^4 \frac{\lambda_i}{\mu_i}} = \frac{1}{1 + \frac{0,00861}{1\,538,19} + 2 \cdot \frac{3,8576}{27\,700} + \frac{1,94054}{25\,127,12}} = 0,9996388$$

$$P_1 = P_0 \cdot \frac{\lambda_I}{\mu_I} = 0,9996388 \cdot \frac{0,00861}{1\,538,19} = 5,5954 \cdot 10^{-6}$$

$$P_2 = P_0 \cdot \frac{\lambda_{II}}{\mu_{II}} = 0,9996388 \cdot \frac{3,8576}{27\,700} = 1,392132 \cdot 10^{-4} = P_3$$

$$P_4 = P_0 \cdot \frac{\lambda_{IV}}{\mu_{IV}} = 0,9996388 \cdot \frac{1,94054}{25\,127,12} = 77,201 \cdot 10^{-6}$$

Probabilitatea de succes pentru funcționarea protecției maxime secționată este :

$$P_{s1} = P_0 + P_3 = 0,9996388 + 0,0001392132 = 0,999778.$$

Probabilitatea de insucces a funcționării protecției maxime secționată este :

$$P_{R1} = P_1 + P_2 + P_4 = 5,5954 \cdot 10^{-6} + 1,39213 \cdot 10^{-4} + 77,201 \cdot 10^{-6} = \\ = 2,2201 \cdot 10^{-4}$$

Numărul mediu probabil al refuzurilor în funcționarea protecției maxime secționată :

$$M[v_1(t)] = P_0 \cdot (\lambda_I + \lambda_{III} + \lambda_{IV}) \cdot T = 0,9996388 (0,00861 + 3,8576 + 1,94054) 10^{-8} \cdot \\ \cdot 0,31536 \cdot 10^8 = 1,83 \text{ def/an.}$$

Pentru funcționarea protecției maxime de curent temporizate se fac următoarele precizări :

a) dacă scurtcircuitul are loc pe primul tronson pe porțiunea protejată de protecția de curent secționată, protecția maximală de curent temporizată pornește, dar deconectarea liniei este realizată de protecția de curent secționată. Pentru acest tip de scurtcircuit protecția maximală de curent temporizată este de rezervă și ea va putea să intervină efectiv cu probabilitatea :

$$P_2 = 1,392132 \cdot 10^{-4}$$

b) dacă scurtcircuitul apare pe primul tronson de linie în zona neacoperită de protecția maximală de curent secționată, posibilitatea de succes pentru protecția de curent temporizată este :

$$P_{s2} = P_0 + P_2 = 0,9996388 + 0,00013921 = 0,999778.$$

Numărul mediu probabil al refuzurilor în funcționare pe o perioadă de un an pentru această protecție, în ipoteza admiterii numai a defectelor simple este :

$$M[v_2(t)] = P_0 (\lambda_I + \lambda_{III} + \lambda_{IV}) \cdot T = \\ = 0,9996388 (0,00861 + 3,8576 + 1,94054) 10^{-8} \cdot 0,31536 \cdot 10^8 = 1,83 \text{ def/an ;}$$

c) dacă scurtcircuitul este pe alt tronson decât primul, în condițiile specificate de existența doar a protecțiilor maxime de curent conform fig. 1. b, față de stările enunțate, anterior, se va elimina starea 2.

Acest lucru va ilustra inexistența echipării acestor tronsoane de linie cu protecție maximală de curent secționată. În consecință se obțin valorile :

$$P_0 = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^4 \frac{\lambda_i}{\mu_i}} = \frac{1}{1 + \frac{0,00861}{1\,538,19} + \frac{3,8576}{27\,700} + \frac{1,94054}{25\,127,12}} = 0,9997779$$

$$P_1 = P_0 \frac{\lambda_I}{\mu_I} = 0,9997779 \cdot \frac{0,00861}{1\,538,19} = 5,5962 \cdot 10^{-6}$$

$$P_3 = P_0 \frac{\lambda_{III}}{\mu_{III}} = 0,999778 \cdot \frac{3,8576}{27\,700} = 1,39232 \cdot 10^{-4}$$

$$P_4 = P_0 \frac{\lambda_{IV}}{\mu_{IV}} = 0,995778 \cdot \frac{1,94054}{25\,127,12} = 7,72211 \cdot 10^{-5}$$

Probabilitatea de succes pentru funcționarea protecției maxime de curent temporizată este: $P_0=0,9997779$, iar cea de refuz este:

$$P_{R2}=P_1+P_3+P_4=2,222 \cdot 10^{-4}.$$

Numărul mediu probabil al refuzurilor pentru un an de funcționare este:

$$M[v_2(t)] = P_0(\lambda_I + \lambda_{III} + \lambda_{IV}) \cdot T = 0,9997779(0,00861 + 3,8576 + 1,94054) \cdot 10^{-8} \cdot 0,31536 \cdot 10^8 = 1,83 \text{ def/an}.$$

4. Aprecierea eficienței echipării cu releu RARS

Față de raționamentele prezentate la cap. 3, în cazul de față se introduce un al cincilea element echivalent format din elementul releu RAR de parametrii statistici funcționali determinați la cap. 2. În consecință va exista și starea a șasea, P_5 , corespunzătoare defectării acestui element. Rezultatele de calcul obținute sint prezentate în tabelul centralizator nr. 1.

5. Aprecierea funcționării protecției homopolare de curent

Protecția homopolară temporizată reprezentată de releele 6, 7, 8 încadrată și notată cu PH în fig. 1 a, va fi descompusă în următoarele elemente componente:

$I_a \equiv I_c$: formate fiecare dintr-un transformator de curent și două rele maxime de curent;

I_b : format din transformatorul de curent;

II: format din releul homopolar de curent 6, releu de timp 7 și cel de semnalizare 8;

III: format din releul intermediar 9 și întreruptorul liniei.

Intensitățile de defect și reparare pentru aceste elemente sint:

$$\lambda_{Ia} = \lambda_{Ic} = (0,00861 + 2 \cdot 1,9288) \cdot 10^{-8} = 3,86621 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{Ia} = \mu_{Ic} = \frac{3,86621 \cdot 10^{-8}}{\frac{0,00861}{1538,19} + 2 \frac{1,9288}{27700}} = 26753,93 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\lambda_{Ib} = 0,00861 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{Ib} = 1538,19 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\lambda_{II} = 3 \cdot 1,9288 = 5,7864 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}, \quad \mu_{II} = \frac{3 \cdot 1,9288 \cdot 10^{-8}}{\frac{1,9288}{27700}} = 27700 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\lambda_{III} = (1,9288 + 0,01166) \cdot 10^{-8} = 1,94046 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}$$

$$\mu_{III} = \frac{1,94046 \cdot 10^{-8}}{\frac{1,9288}{27700} + \frac{0,01166}{1500,11}} = 25126,05 \cdot 10^{-8} \text{ s}^{-1}.$$

Stările protecției holompolare de curent sint notate P_i indicele indicind elementul echivalent defect. Posibilitățile de stare sint redate în tabelul nr. 1.

Dacă ne referim la protecția homopolară pentru primul tronson se va evidenția și prezența releului RAR. În consecință se adaugă la elementele echivalente anterioare încă unul, al IV-lea, format din releul RAR. Noile valori ale probabilităților de stare sint reflectate în tabelul nr. 1. În calculele de echivalare a parametrilor λ și μ s-au considerat elementele I_a , I_b , și I_c ca independente, restul fiind dependente. Datorită specificului protecției homopolare defectarea unuia din elementele I_a , I_b , I_c nu duce la refuzul în funcționare pentru protecție, ci la o deconectare intempestivă, deconectare care apare dacă cel puțin unul dintre cele 3 elemente este în funcționare.

Centralizarea rezultatelor privind comportarea probabilă a protecțiilor

Tipul protecției	P_0	P_1 10^{-6}	P_2 10^{-4}	P_3 10^{-4}	P_4 10^{-4}	P_5 10^{-3}	P_{succes}	P_{refuz}	$M(t)$ def/an
Protecția maximală de curent secționată fără RAR	0,9996388	5,5954	1,392132	1,392132	0,77201	—	0,999778	0,0002201	1,83
Protecția maximală de curent secționată cu RAR	0,9987955	5,5907	1,39095	1,39095	0,77130	0,843509	0,9987955	0,00022182	1,83 (7,16)
Protecția maximală de curent temporizată fără RAR	0,9996388* 0,9997779	5,5954* 5,5962	1,392132* 1,39232	1,392132* 1,39232	0,77201* 0,77221	—	0,999778* 0,9997779	0,0002201	1,83
Protecția maximală de curent temporizată cu RAR	0,9987955	5,5907	1,39095	1,39095	0,771358	0,843509	0,9989325	0,00021882	1,82 (7,11)
Protecția homopolară fără RAR	0,9997139	~0	2,088	0,772	—	—	0,9997139	0,000286	2,43
Protecția homopolară cu RAR	0,9988706	~0	2,086	0,771	8,4335	—	0,9988706	0,001129	2,43 (2,76)

*) Valorile corespund pentru protecția maximală temporizată la tronsonul nr. 1

6. Concluzii

Cu rezultatele de calcul prezentate în tabelul nr. 1 și cu referire la fig. 1.b, se pot face următoarele observații :

a) Pentru un scurtcircuit monofazat care apare în zona K_1 dacă protecția este fără releu RAR șansa de deconectare prin acționarea protecției maximele secționare de curent este de 0,9996388. Dacă scurtcircuitul are cauze pasagere și există în echiparea protecției și releu RAR, posibilitatea de deconectare a liniei de către același tip de protecție urmată de reconectarea este de 0,9987955. În cazul refuzului de acționare a protecției de curent secționată, urmată de o deconectare de către protecția homopolară se obține probabilitatea acestei situații, de : $0,0002201 \cdot 0,9997139 = 0,2^{00037} \cdot 10^{-3}$, iar cînd există și releu RAR reconectarea în urma acționării protecției homopolare, va avea o probabilitate de $0,00022182 \cdot 0,9988706 = 0,2215 \cdot 10^{-3}$.

b) Dacă scurtcircuitul apare în zona de insensibilitate a protecției maximele secționare de curent, K_2 , deconectarea este realizată de protecție homopolară cu o probabilitate de 0,9997139 dacă nu există releu RAR, iar în ipoteza existenței acestui releu, probabilitatea deconectării urmată de reanclanșare este de 0,9988706.

c) Un scurtcircuit monofazat în zona K_3 va fi deconectat în treapta de timp corespunzătoare cu o probabilitate de 0,9997139, iar în treapta de timp următoare, urmat și de o reconectare, cu o probabilitate de $0,000286 \cdot 0,9988706 = 0,2856 \cdot 10^{-3}$.

d) Cu privire la scurtcircuitele monofazate raționamentele se efectuează ca la punctele anterioare luînd în evidență acționarea protecției de curent maximele temporizate. Toate valorile obținute se apreciază că asigură un grad de fiabilitate în funcționare a protecției, satisfăcător.

e) Numărul mediu probabil al refuzurilor în funcționare pentru protecția maximală secționată de valoarea 1,83, iar pentru protecția homopolară de 2,43 reprezintă situații acceptabile și probate la veridicitate de statistica funcționării acestor protecții.

f) În cazul echipării protecției cu RAR rezultatele obținute relevă o valoare care se apreciază ca prea mare pentru numărul mediu probabil al refuzurilor în funcționare : 7,11 respectiv 7,76 def/an. Acest lucru se datorește valorii mari obținute pentru λ_{RAR} , cauzată în speță de valoarea exagerată oferită de literatură [2] pentru intensitatea defectărilor cauzate de legăturile la bornele contactelor.

BIBLIOGRAFIE

1. Nitu, V. I., Fiabilitatea instalațiilor energetice. Edit. Academiei R.S.R., 1977.
2. Eftimie, C și Soare, D., Fiabilitatea sistemelor de distribuție electroenergetice industriale. Ed. tehnică, București, 1979.
3. M.E.E.-PEO 13/79, Normativ privind metodele și elementele de calcul al siguranței în funcționarea instalațiilor energetice. ICEMENERG, București, 1979.
4. D o m b r o w s k i, E., Einführung in die Zuverlässigkeit elektronischer Geräte und Systeme, AEE-Telefunken, Berlin 1970.

SOME CONSIDERATIONS CONCERNING SAFETY IN FUNCTION OF RELAY PROTECTION SYSTEM

(SUMMARY)

The work deals with problems of fiability in the system of relay protection for medium voltage in electrical network with neutral conductor conected with a resister which limits the short-circuits curent.

AMPLIFICATOR-SUMATOR BASCULANT CU PRAG REGLABIL PENTRU REGULATOR TRIPOZIȚIONAL

DE

T. MUREȘAN, V. TIPONUȚ

Regulatele tripoziționale se utilizează frecvent deoarece au o construcție simplă și indicii lor de calitate satisfac cerințele impuse de numeroase sisteme de reglare automată.

Datorită avantajelor pe care le prezintă, actualmente au o largă răspândire regulatele tripoziționale realizate cu dispozitive semiconductoare. Asemenea regulate includ un comparator basculant, având schema bloc generală reprezentată în fig. 1 [1], și care cuprinde:

— un amplificator sumator AS, de tip diferențial, la intrarea căruia sînt aplicate tensiunea de prescriere u_p și una sau mai multe tensiuni de reacție $u_{r1}, u_{r2} \dots u_{rn}$;

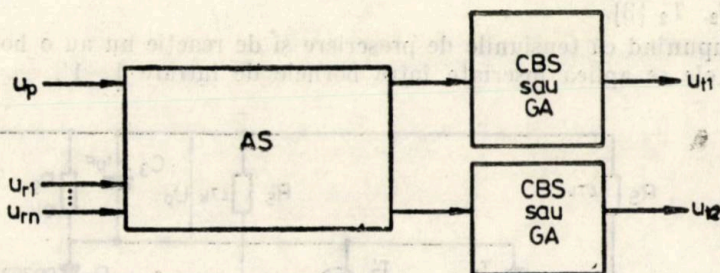


Fig. 1.

— două circuite basculante de tip Schmitt CBS sau două generatoare autoblocate GA, funcționînd în regim declanșat, care furnizează tensiunile u_{t1}, u_{t2} pentru comanda tiristoarelor elementului de execuție.

Comparatoarele realizate cu circuite Schmitt prezintă însă o serie de dezavantaje:

— au o schemă relativ complicată, incluzînd cel puțin șase tranzistoare (două pentru aplicatorul-sumator și cîte două pentru fiecare circuit Schmitt);

— comportă cinci reglaje și deci cinci potențioetre de reglaj (unul pentru echilibrarea amplificatorului diferențial și patru pentru reglarea pragurilor de basculare și a histerezei circuitelor Schmitt);

— tiristoarele sînt comandate cu tensiuni continue și nu cu impulsuri, mărindu-se inutil puterea consumată de la sursa de alimentare și puterea disipată pe joncțiunea de comandă a tiristoarelor;

— pentru asigurarea unei funcționări corecte sînt necesare cel puțin două surse de alimentare;

— stabilizarea termică a pragurilor de basculare și a histerezei se realizează dificil.

Comparatoarele cu generatoare autoblocate prezintă la rîndul lor următoarele neajunsuri:

— comportă trei reglaje și deci trei potențiometre de reglaj (unul pentru echilibrarea amplificatorului diferențial și două pentru reglarea pragurilor de declanșare ale generatoarelor autoblocate);

— sînt necesare două transformatoare de impulsuri, cu parametri calitativi ridicați și prin urmare scumpe;

— circuitul prezintă posibilități limitate de modificare sau ajustare a duratei impulsurilor de comandă generate;

— stabilizarea termică a pragurilor de declanșare ale generatoarelor autoblocate este greu de realizat;

— pentru alimentarea circuitului sînt necesare două surse.

În cele ce urmează se prezintă schema și metoda de calcul pentru un amplificator-sumator basculant, destinat să funcționeze în sisteme de reglare automată tripoziționale. Circuitul, de concepție originală [2], nu prezintă dezavantajele menționate mai sus.

1. Prezentarea schemei amplificatorului-sumator basculant

Amplificatorul sumator-basculant (fig. 2), constă dintr-un etaj de amplificarea diferențial, realizat cu tranzistoarele T_1 , T'_1 și două circuite basculante astabile identice, care cuprind aceleași tranzistoare T_1 , T'_1 precum și tranzistoarele T_2 , T'_2 [3].

Presupunînd că tensiunile de prescriere și de reacție nu au o bornă legată la masă, ele se aplică înseriate între bornele de intrare 1—1'.

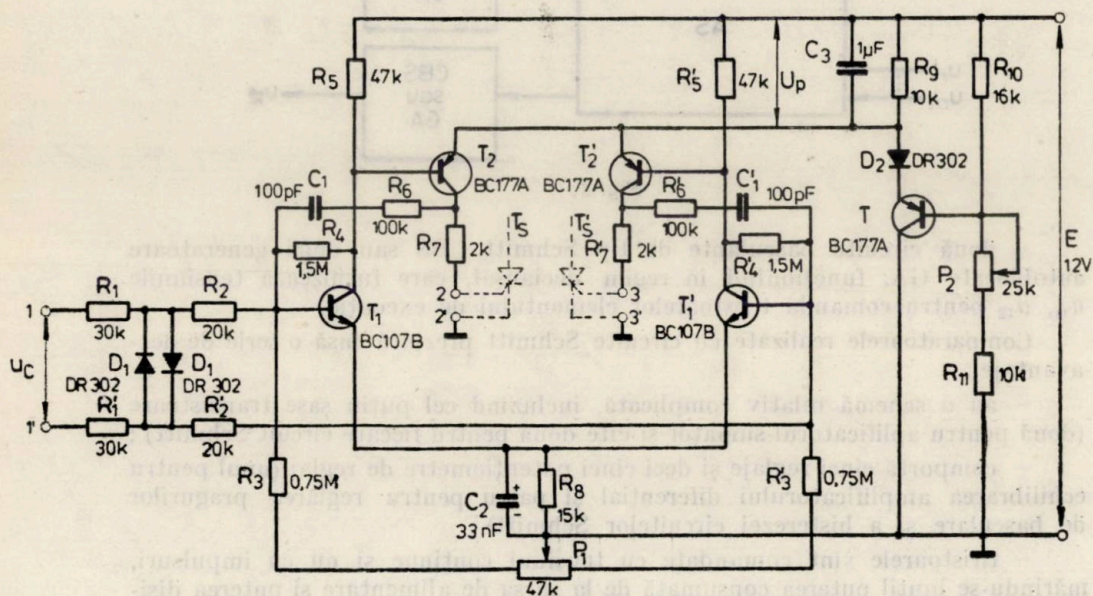


Fig. 2.

Dacă căderea de tensiune pe rezistențele de colector R_5 sau R'_5 , nu depășește în valoare absolută mărimea $U_p + U_{be2}$, U_{be2} fiind tensiunea de deblocare a tranzistoarelor T_2 , T'_2 , curentul de comandă al celor două tiristoare este nul, tranzistoarele T_2 și T'_2 fiind blocate.

Etajul de amplificare diferențial funcționează în această situație în regim liniar.

Cînd datorită tensiunilor de comandă aplicate la intrare, căderea de tensiune pe rezistența R_5 devine în valoare absolută mai mare ca $U_p + U_{be2}$, se deblochează tranzistorul T_2 . Ca urmare are loc închiderea unei bucle de reacție pozitivă prin C_1 și R_6 , astfel că tranzistoarele T_1 și T_2 trec în regim de funcționare astabil [3]. Rezistența de colector R_7 este parcursă de impulsuri de curent, ce repun în conducție tiristorul T'_s .

Circuitul funcționează în mod analog, atunci cînd tensiunea de la bornele rezistenței R'_5 depășește în valoare absolută mărimea $U_p + U_{be2}$. În acest caz vor trece în regim stabile de funcționare tranzistoarele T'_1 , T'_2 și va fi comandat cu impulsuri tiristorul T'_s .

Pe baza celor prezentate, rezultă că circuitul generează impulsuri numai atunci cînd suma tensiunilor aplicate la intrare — tensiunea u_c — depășește în valoare absolută o anumită mărime, corespunzătoare lui $U_p + U_{be2}$. De asemenea, în funcție de polaritatea tensiunii u_c , sînt generate impulsuri de comandă la bornele 2—2' sau 3—3'. Concluziile de mai sus arată că circuitul prezentat poate fi utilizat drept comparator într-un regulator tripozițional.

Valoarea pragului de generare a impulsurilor poate fi variată prin modificarea tensiunii U_p . Această tensiune se obține la bornele rezistenței de emitor R_9 , a repetorului realizat cu tranzistorul T_3 și se reglează cu potențiometrul P_2 .

Tensiunea U_p ar putea fi asigurată și cu ajutorul unui simplu divizor rezistiv. În acest caz, datorită necesității ca rezistența conectată în circuitul de emitor al tranzistoarelor T_2 , T'_2 să fie cît mai mică, curentul prin divizor ar avea valori prea mari. Repetorul pe emitor împreună cu dioda D_2 , contribuie și la compensarea derivei termice a circuitului în ansamblu. Diodele D_1 și D'_1 au rolul de a limita saturația tranzistoarelor T_1 , T'_1 .

În cazul în care amplificatorul trebuie comandat cu mai multe tensiuni, care au cîte o bornă la masă, este necesară alimentarea circuitului de la două surse și mărirea numărului de intrări. Fiecare intrare va fi prevăzută cu cîte un circuit de limitare, identic cu cel din fig. 2.

2. Metoda de calcul a amplificatorului-sumator basculant

În cele ce urmează se prezintă o metodă de calcul aproximativă, bazată pe relațiile stabilite în [3], cu ajutorul căreia se determină rezistențele R_6 (R'_6) și capacitățile C_1 (C'_1), C_2 (C'_2). Parametrii celorlalte elemente ale circuitului, care alcătuiesc etajul amplificator diferențial și repetorul pe emitor, se calculează după metodele cunoscute [4].

Sucesiunea calculelor este următoarea :

a) Se determină mărimea rezistențelor R_6 (R'_6), încît să fie satisfăcută dubla inegalitate [3] :

$$\beta_1 \frac{E}{I_{B \max 2}} < R_6 > \beta_1 \frac{E}{I_{C \max 1}} \quad (1)$$

În relația (1), β_1 reprezintă factorul de amplificare în curent al tranzistorului T_1 în conexiune EC iar $I_{B \max 2}$ și $I_{C \max 1}$, valorile maxim admisibile ale curentului de bază și de colector pentru tranzistoarele T_2 respectiv T_1 .

b) Se alege valoarea maximă $U_{C_{max} 2}$, a tensiunii la bornele condensatorului C_2 , pe baza inegalității :

$$U_{C_{max} 2} < E_B + U_{BEO} \quad (2)$$

Prin E_B s-a notat tensiunea stabilită la baza tranzistorului T_1 , cu ajutorul divizorului R_3, R_4 ; U_{BEO} reprezintă tensiunea inversă maximă admisibilă între baza și emitorul aceluiași tranzistor.

c) Se calculează capacitatea C_2 (C'_2) cu ajutorul relației simplificate [3] :

$$C_2 = \frac{T - T_i}{R_9 \ln \frac{U_{C_{max} 2}}{E_B - U_{be1}}} \quad (3)$$

Prin T_i și T s-au notat durata și respectiv perioada de repetiție a impulsurilor generate iar U_{be1} reprezintă tensiunea bază-emitor de deblocare a tranzistorului T_1 .

d) Se determină mărimea de calcul C_S , utilizând relațiile :

$$C_S = \frac{T_i}{R_6 \ln \frac{\beta_{1m} \beta_{2s} R_7 E'}{R_6 (E - U_{ecs2})}} \quad (4)$$

$$E' = E - U_{ecs2} - U_{bem1} - U_{C01} - U_{C02} \quad (5)$$

în care semnificațiile notațiilor sînt următoarele :

β_2 — factorul de amplificare în curent la limita de saturație a tranzistorului T_2 , în conexiune EC,

β_{1m} — factorul mediu de amplificare în curent al tranzistorului T_1 în conexiunea EC,

U_{ecs2} — căderea de tensiune emitor-colector pr tranzistorul T_2 la saturație,

U_{bem1} — tensiunea bază-emitor medie a tranzistorului T_1 ,

U_{C01} și U_{C02} — valorile tensiunilor la bornele condensatoarelor C_1 și C_2 , în momentul în care începe generarea unui impuls.

Deoarece în acest moment este adevărată, cu o bună aproximație, egalitatea :

$$U_{bem1} = U_{C01} + U_{C02}$$

rezultă că :

$$E' = E - U_{ecs2} \quad (6)$$

Înlocuind valoarea lui E' dată de relația (6) în expresia (4), rezultă că valoarea lui C_S poate fi calculată cu ajutorul expresiei simplificate :

$$C_S = \frac{T_i}{R_6 \ln \frac{\beta_{2m} \beta_{2s} R_7}{R_6}} \quad (7)$$

e) Se determină în final capacitatea C_1 (C'_1) cu ajutorul expresiei :

$$C_1 = \frac{C_S C_2}{C_2 - \beta_{1m} C_S} \quad (8)$$

3. Rezultate experimentale

Utilizând metoda expusă la punctul 2, s-au calculat parametrii elementelor amplificatorului-sumator basculant, cu următoarele date inițiale: amplificarea $A=10$, $E=12$ V, $T_i=25 \cdot 10^{-6}$ s, $T=0,6 \cdot 10^{-3}$ s, $E_B=2$ V. Au rezultat valorile indicate în schema din fig. 2.

Durata impulsurilor și perioada de repetiție măsurate — $T_i=18 \cdot 10^{-6}$ s și $T=0,55 \cdot 10^{-3}$ s — arată că metoda propusă poate fi utilizată pentru un calcul într-o primă aproximație.

Variația cu temperatura a pragului de generare a impulsurilor U'_p (fig. 3), în cazul circuitului experimentat, a fost mai mică de 5 mV, în intervalul 25–60 °C. Valoarea histerzei ΔU , măsurată la intrare, în același interval de variație a temperaturii, nu a depășit 2 mV. Zona de insensibilitate a circuitului a putut fi reglată între 0–350 mV.

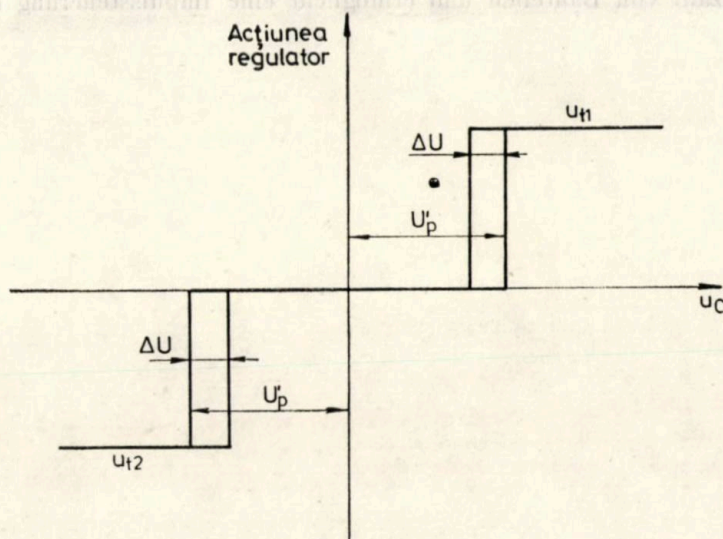


Fig. 3.

4. Concluzii

A fost conceput și experimentat un circuit amplificator-sumator basculant cu prag reglabil, care poate fi utilizat drept comparator basculant într-un regulator tripozițional. Amplificatorul basculant prezintă, față de alte circuite similare, avantaje substanțiale:

- conține mult mai puține componente, ceea ce îi conferă o fiabilitate ridicată și un preț de cost scăzut;
- include numai două organe de reglare, fapt care simplifică operațiile de punere la punct și acordare ale regulatorului;
- stabilizarea termică a pragului de generare U'_p și modificarea sau ajustarea parametrilor impulsurilor generate se realizează mai simplu.

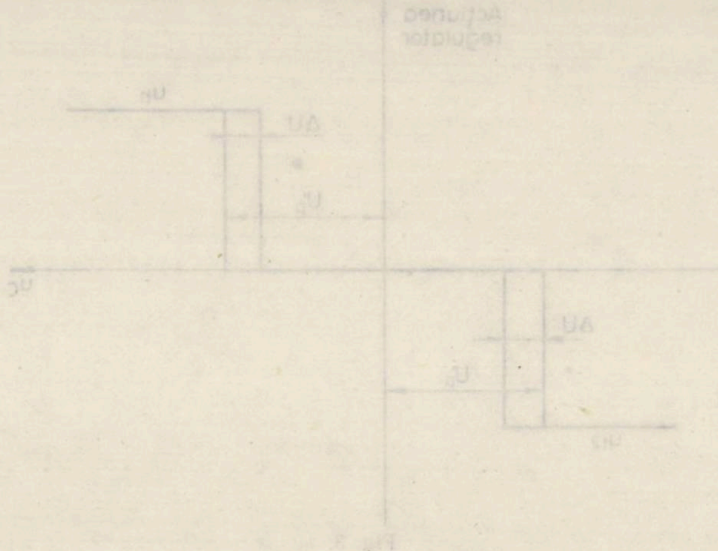
BIBLIOGRAFIE

1. Slavomir, S.: Automatizace, 1970, nr. 1, p. 14—17.
2. Mureșan T., Tiponuț, V.: Circuit de comandă a tiristoarelor. Brevet OSIM nr. 61285 din 01.02.75.
3. Mureșan, T.: Generator autoblocat capacitiv. Brevet OSIM nr. 61212/1972.
4. Felea, I. ș.a.: Circuite cu semiconductoare în industrie, Vol. I., București, Editura tehnică, 1963.

EIN KIPPVERSTÄRKER-SUMMATOR MIT REGELBARER SCHWELLE FÜR EINEN DREIPUNKTSTELLE REGULATOR

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der vorliegenden Arbeit wird dem Leser ein Schaltbild eines Kippvergleichssystems für einen Dreipunktstelle regulator mit Halbleiterbauelementen und dessen rechnerische Ermittlung unterbreitet. Das System enthält eine kleine Anzahl von Bauteilen und ermöglicht eine Impulssteuerung des Stellgliedes.



RELAȚIA DINTRE REZISTENȚELE INTERNE ALE CIRCUITULUI REDRESOR CU ȘI FĂRĂ FILTRU CAPACITIV

DE

M. CIUGUDEAN

În [1], la proiectarea surselor stabilizate, se calculează tensiunea în gol a redresorului cu relația :

$$E_0 = U_i (1 + \lambda) \quad (1)$$

unde U_i este tensiunea de intrare a stabilizatorului iar λ reprezintă căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului cu filtru capacitiv la curentul de sarcină maxim al acestuia :

$$\lambda = \frac{I_{s \max} R_{tr}}{U_i} \quad (2)$$

Aici rezistența R_{tr} reprezintă panta caracteristicii externe a redresorului (fig. 1).

Tensiunea E_0 calculată cu relația (1) este folosită în continuare în [1] pentru stabilirea tensiunii maxime pe elementul de reglare serie al surselor stabilizate. În realitate tensiunea maximă pe elementul de reglare se poate calcula acoperitor numai pe baza tensiunii E'_0 , care este cu 10–20% mai mare decât E_0 și care nu se cunoaște decât după terminarea calculului redresorului.

Coefficientul λ se utilizează în [1] și la calculul altor tensiuni necesare la proiectarea stabilizatorului. Prin impunerea lui ($\lambda = 0, 1 \dots 0,2$) se impune de fapt rezistența internă a redresorului — R_{tr} .

În [2] și [3], la calculul redresorului cu filtru capacitiv, este utilizată rezistența internă R_r a redresorului fără filtru capacitiv, care reprezintă suma rezistenței dinamice a diodelor redresoare și a rezistenței transformatorului :

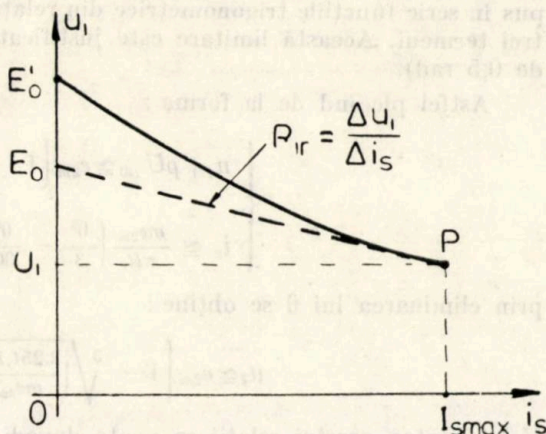


Fig. 1.

$$R_r = p R_a + r_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + r_2 \quad (3)$$

Aici p este numărul de diode în serie pe o ramură a redresorului (pentru schema în punte $p=2$), r_1, r_2, N_1, N_2 sînt rezistențele ohmice respectiv numerele de spire ale înfășurărilor transformatorului. Calculul redresorului pe baza rezistenței R_r este suficient de precis [2, 3].

Întrucît cele două rezistențe — R_{ir} și R_r — diferă mult între ele, folosirea valorii rezistenței R_{ir} în locul valorii rezistenței R_r conduce la realizarea unui redresor cu caracteristici diferite de cele dorite. Adoptarea rezistenței R_r pe baza experienței sau pe baza puterii eliberate de redresor, conduce la același rezultat. În literatura de specialitate există un gol în privința legăturii dintre stabilizatorul de tensiune și redresor prin intermediul rezistențelor R_{ir} și R_r , între care există o dependență certă.

În lucrarea de față se deduce o relație analitică între cele două rezistențe R_{ir} și R_r care se poate folosi la calculul lui R_r după ce R_{ir} a fost impus prin coeficientul λ la calculul sursei stabilizate alimentate de redresor.

În [2, 3] se prezintă caracteristica externă a unui redresor cu filtru capacitiv printr-un sistem de ecuații de forma :

$$\begin{cases} u_i + pU_{D0} = e_{2m} \cos \theta \\ i_s = \frac{me_{2m}}{R_r} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \end{cases} \quad (4)$$

unde : U_{D0} este tensiunea de deschidere a diodei redresoare (obținută prin liniarizarea caracteristicii curent-tensiune),

e_{2m} este amplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului în gol,

θ este semiunghiul de conducție al diodei redresoare (în ipoteza condensatorului de filtraaj cu capacitate foarte mare),

m este numărul de alternanțe redresate.

Eliminînd semiunghiul de conducție θ din ecuațiile (4) se obține explicit relația caracteristicii externe a redresorului. Pentru eliminarea lui θ s-au descompus în serie funcțiile trigonometrice din relațiile (4) și s-au reținut numai primii trei termeni. Această limitare este justificată de faptul că $\theta < 1$ rad (în jur de 0,5 rad).

Astfel plecînd de la forma :

$$\begin{cases} u_i + pU_{D0} \cong e_{2m} \left(1 - \frac{\theta^2}{2} + \frac{\theta^4}{24} \right) \\ i_s \cong \frac{me_{2m}}{\pi R_r} \left(\frac{\theta^3}{3} - \frac{\theta^5}{30} \right) \end{cases} \quad (5)$$

prin eliminarea lui θ se obține :

$$u_i \cong e_{2m} \left[1 - 3 \sqrt{\left(\frac{3,25 i_s R_r}{me_{2m}} \right)^2} \right] - pU_{D0}. \quad (6)$$

Valabilitatea acestei relații se poate dovedi prin determinarea tăieturii ei pe axa curentului (la curentul I_{ssc}) și prin comparație cu tăietura pe aceeași axă a caracteristicii exacte dată de ecuațiile (4) (fig. 2). Acest lucru este mai simplu de verificat dacă se neglijează tensiunea de deschidere a diodelor U_{D0} . Astfel, din relația (6) rezultă curentul :

$$I_{ssc} \cong \frac{me_{2m}}{3,25 R_r} \quad (7)$$

adică o valoare apropiată de cea teoretică (fig. 2). Eroarea se datorește aproximații făcute la dezvoltarea în serie. Întrucât reținerea mai multor termeni din dezvoltarea în serie conduce spre coeficientul π la numitorul relației (7), în cele ce urmează relația (6) va fi corectată astfel:

$$u_i = e_{2m} \left[1 - \sqrt[3]{\left(\frac{\pi i_s R_r}{m e_{2m}} \right)^2} \right] - p U_{D0} \quad (8)$$

$$u_i = e_{2m} \left[1 - \sqrt[3]{\left(\frac{i_s}{I_{ssc}} \right)^2} \right] - p U_{D0} \quad (9)$$

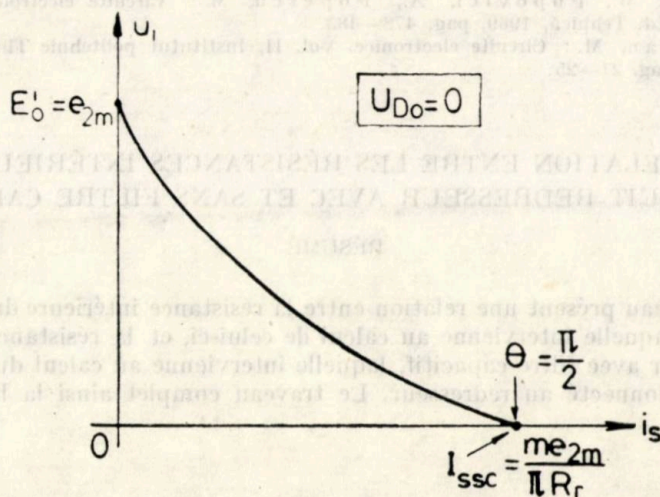


Fig. 2.

Prin derivarea tensiunii u_i în raport cu curenul i_s în punctul de curen $I_{s \max}$ se obține rezistența internă a redresorului cu filtru capacitiv (panta caracteristicii externe):

$$R_{ir} = \frac{2}{3} \sqrt[3]{\frac{\pi^2 e_{2m} R_r^2}{m^2 I_{s \max}}} = \frac{2}{3} \frac{\pi R_r}{m} \sqrt[3]{\frac{I_{ssc}}{I_{s \max}}} \quad (10)$$

din care rezultă relația căutată:

$$R_r = 0,583 m R_{ir} \sqrt[3]{\frac{I_{s \max} R_{ir}}{e_{2m}}} \quad (11)$$

$$= \frac{3m}{2\pi} R_{ir} \sqrt[3]{\frac{I_{s \max}}{I_{ssc}}} \quad (12)$$

La un redresor obișnuit, $R_r = \frac{R_{ir}}{2 \dots 3}$. Relația a fost verificată experimental obținându-se confirmarea ei.

Dintre aceste ultime două relații se va utiliza una, în funcție de mărimea care poate fi stabilită inițial — e_{2m} sau I_{ssc} .

Dacă trebuie folosită relația (11) la proiectarea redresorului cu filtru capacitiv ce precede un stabilizator de tensiune proiectat anterior, tensiunea e_{2m} nu este cunoscută. Este necesar să se utilizeze în acest caz o aproximare

succesivă a valorilor e_{2m} și R_r , plecîndu-se de la o valoare e_{2m0} mai mare cu cea. 40% decît U_i . Se determină cu aceasta R_r și, conform metodei de proiectare a redresorului, valoarea e_{2m1} necesară. Dacă aceasta diferă de e_{2m0} se trece la o nouă aproximare, adoptîndu-se o tensiune e_{2m2} mai potrivită. Aproximarea succesivă se va continua pînă la coincidența valorii e_{2m} adoptate în relația (11) cu valoarea e_{2m} calculată la proiectarea redresorului.

BIBLIOGRAFIE

1. Felea, A și alții : Circuite cu tranzistoare în industrie. Vol. II, Ed. Tehnică, 1964, pag. 422,
2. Săvescu, M., Popovici, A., Popescu, M.: Circuite electronice. Vol. II. Ed. Tehnică, 1969, pag. 478—483.
3. Ciugudean, M.: Circuite electronice, Vol. II, Institutul politehnic Timișoara, 1973, pag. 21—25.

LA RELATION ENTRE LES RÉSISTANCES INTÉRIEURES DU CIRCUIT REDRESSEUR AVEC ET SANS FILTRE CAPACITIF

RÉSUMÉ

Le traveau présent une relation entre la résistance intérieure du redresseur sans filtre, laquelle intervienne au calcul de celui-ci, et la résistance intérieure du redresseur avec filtre capacitif, laquelle intervienne au calcul du régulateur de tension connecté au redresseur. Le traveau complet ainsi la littérature de spécialité.

STRUCTURĂ LOGICĂ CELULARĂ PENTRU ÎNMULȚIREA NUMERELOR BINARE CU SEMN FOLOSIND REPREZENTAREA BINARĂ REDUNDANTĂ CIFRĂ CU SEMN EXTINSĂ

DE

CORNELIU IOAN TOMA

1. Introducere

Structurile logice celulare pentru înmulțirea numerelor binare cu semn prezentate în lucrarea [1] folosesc o celulă de bază formată, în principal, dintr-un sumator cu evitarea propagării transportului, la care rezultatul adunării a două numere binare cu semn se obține în reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă, elaborată de autor [2]. Aceste structuri logice celulare realizează mult mai rapid înmulțirea a două numere binare cu semn decât structurile logice celulare cunoscute din literatură, însă, realizând înmulțirea pe rând cu fiecare cifră binară a înmulțitorului, necesită un volum însemnat de echipament.

Structura logică celulară pentru înmulțirea numerelor binare cu semn, care face obiectul acestui articol, înlătură acest dezavantaj prin faptul că realizează înmulțirea simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului. Ca urmare, la elaborarea acestei structuri logice celulare s-a folosit avantajul de a fi rapid atît al algoritmului de însumare cu evitarea propagării transportului cît și al algoritmului de înmulțire simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului. Această structură logică celulară pentru înmulțirea numerelor binare cu semn a fost înregistrată la Oficiul de Stat pentru Invenții și Mărci, fiind caracterizată invenție [3].

2. Prezentarea pe scurt a algoritmului de înmulțire simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului

Deînmulțitul M și înmulțitorul m se aduc la intrările structurii logice celulare în reprezentarea cu virgulă fixă și complement față de doi, fiind de forma :

$$M = M_0, M_1 M_2 \dots M_n \quad \text{unde } M_i \in \{0, 1\}$$

$$m = m_0, m_1 m_2 \dots m_n \quad \text{unde } m_i \in \{0, 1\}$$

iar produsul final și produsele parțiale P^{J*} (unde J este ordinul produsului parțial) se obțin în cadrul structurii logice celulare în reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă, fiind de forma :

$$P^{J*} = P_0^{J*}, P_1^{J*}, P_2^{J*} \dots P_n^{J*} \quad \text{unde } P_i^{J*} \in \{\bar{1}, 0, 1\}.$$

Pentru a reprezenta cele trei valori posibile pe care poate să le primească o variabilă binară redundantă, $\bar{1}$, 0 și 1, folosind numai cifrele binare 0 și 1 se atribuie variabilei binare redundante P_i^{J*} două variabile binare neredundante π_i și P_i^J [1].

În cazul înmulțirii simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului, adică în cazul în care în timpul unei iterații iau parte două cifre binare ale înmulțitorului, prin adoptarea unui sistem de numerație redundant, grupul de multipli ai deînmulțitului $\{0, 1, 2, 3\}$ poate fi înlocuit prin grupul $\{2, \bar{1}, 0, 1, 2\}$. Folosirea grupului redundant de multipli are avantajul că toți multiplii deînmulțitului pot fi obținuți numai prin operații de deplasare și complementare.

Algoritmul de recodificare al înmulțitorului, care se folosește la elaborarea structurii logice celulare pentru înmulțire, a fost propus de Wallace [4] și cere inspectarea paralelă a trei cifre binare ale înmulțitorului: m_{i-1} , m_i , m_{i+1} unde i este un număr impar, adică $i=n, n-2, \dots, 5, 3, 1$. Algoritmul de recodificare al înmulțitorului este rezumat în tabelul 1, cu observația că cifra binară m_{n+1} cerută de algoritm este o cifră suplimentară la dreapta cifrei binare cea mai puțin semnificativă a înmulțitorului și are valoarea zero.

Tabelul 1

Cifrele binare inspectate din reprezentarea înmulțitorului			Cifrele înmulțitorului recodificat
m_{i-1}	m_i	m_{i+1}	m'_i
0	1	1	+2
0	1	0	+1
0	0	1	+1
0	0	0	0
1	1	1	0
1	1	0	-1
1	0	1	-1
1	0	0	-2

Ca exemplu, înmulțitorul $m=1,0010111$ se reprezintă în forma recodificată în felul următor $m'=\bar{2}12\bar{1}$.

În scopul obținerii produsului se înmulțesc cifrele înmulțitorului recodificat începînd cu cifra cea mai puțin semnificativă, cu cifrele deînmulțitului. Regulile pentru înmulțire aplicate fiecărei cifre m'_i , unde i este un număr impar, se pot rezuma după cum urmează.

1) Dacă $m_{i0}=1$, adică $m'_i=0$, următorul produs parțial se obține prin deplasarea vechiului produs parțial cu două cifre binare spre dreapta;

2) Dacă $m_{i1}=1$, adică $m'_i=1$, următorul produs parțial se obține prin adunarea deînmulțitului M la vechiul produs parțial și apoi deplasarea rezultatului cu două cifre binare spre dreapta;

3) Dacă $m_{i\bar{1}}=1$, adică $m'_i=\bar{1}$, următorul produs parțial se obține prin scăderea deînmulțitului M din vechiul produs parțial și apoi deplasarea rezultatului cu două cifre binare spre dreapta;

4) Dacă $m_{i2}=1$, adică $m'_i=2$, următorul produs parțial se obține prin adunarea lui $2M$ la vechiul produs parțial și apoi deplasarea rezultatului cu două cifre binare spre dreapta;

5) Dacă $m_{i\bar{2}}=1$, adică $m'_i=\bar{2}$, următorul produs parțial se obține prin scăderea lui $2M$ din vechiul produs parțial și apoi deplasarea rezultatului cu două cifre binare spre dreapta;

6) Nu se necesită nici o deplasare după îndeplinirea operației inițiate de cifra cea mai puțin semnificativă a înmulțitorului recodificat.

Referitor la algoritmul de înmulțire prezentat pot fi notate două observații. Prima se referă la faptul că înmulțitorul m' , care rezultă în urma recodificării, nu mai conține o cifră specială pentru semn. Înmulțitorul m' , fiind reprezentat

termenul D

Definiția M

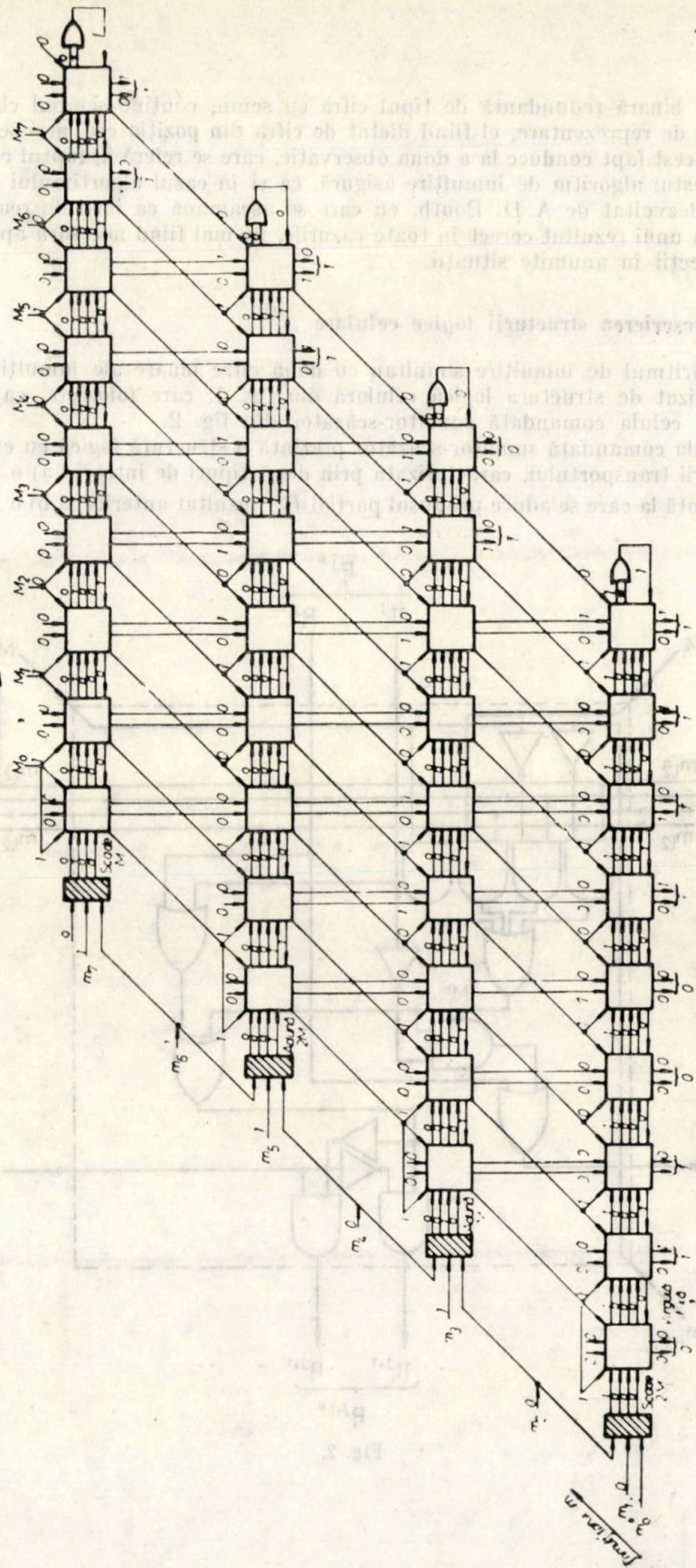


Fig. 1.

Procesul M.M. (in reprezentarea a variabilelor)

în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn, conține semnul chiar în forma sa de reprezentare, el fiind dictat de cifra din poziția cea mai semnificativă. Acest fapt conduce la a doua observație, care se referă la faptul că aplicarea acestui algoritm de înmulțire asigură, ca și în cazul algoritmului de înmulțire dezvoltat de A. D. Booth, cu care se aseamănă ca idee de realizare, obținerea unui rezultat corect în toate cazurile, ne mai fiind necesară aplicarea unei corecții în anumite situații.

3. Descrierea structurii logice celulare

Algoritmul de înmulțire simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului este realizat de structura logică celulară din fig. 1, care folosește, ca celulă de bază, celula comandată sumator-scăzător din fig. 2.

Celula comandată sumator-scăzător prezintă o structură logică cu evitarea propagării transportului, caracterizată prin două tipuri de intrări: a) o intrare redundantă la care se aduce produsul parțial P_i^{J*} rezultat anterior și b) o intrare

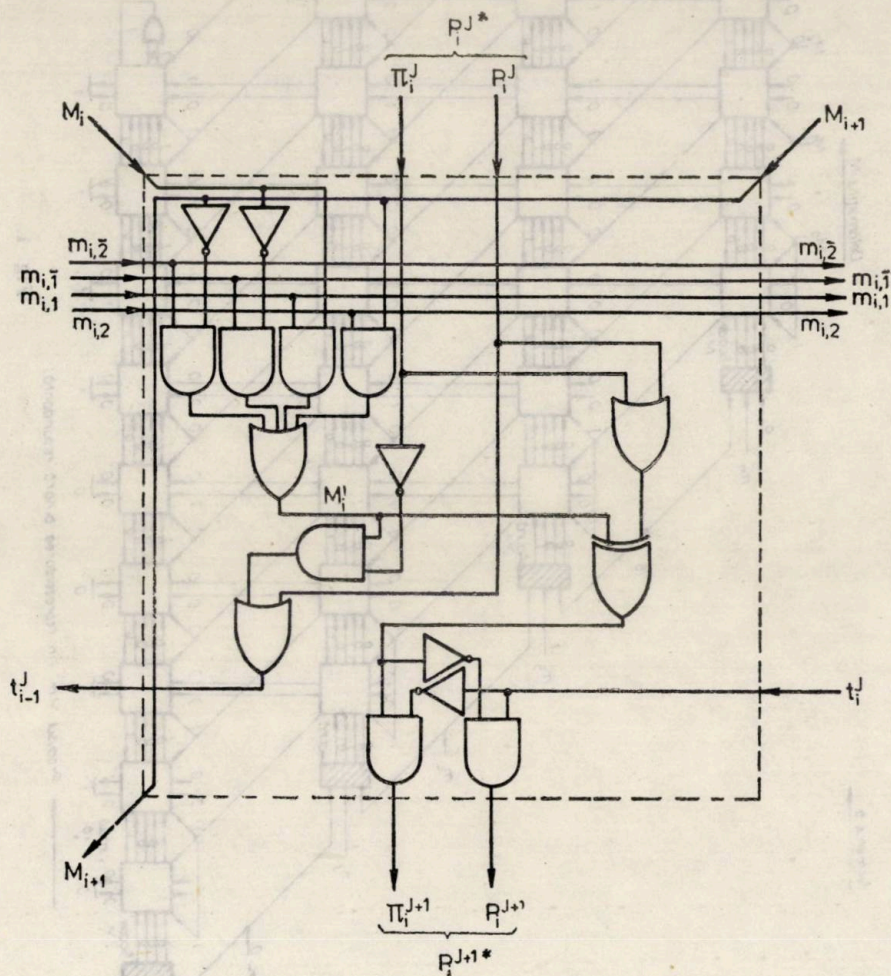


Fig. 2.

neredundantă la care se aduce variabila binară M'_i , care este funcție de valoarea cifrelor de ordinul i și $i+1$ ale deînmulțitului și de valoarea corespunzătoare a înmulțitorului recodificat. În situația în care scăderea deînmulțitului se realizează prin adunarea complementului său față de doi, M'_i este dat de funcția logică :

$$M'_i = M_{i+1} \cdot m_{i,2} \vee M_i \cdot m_{i,1} \vee \bar{M}_i \cdot m_{i,1} \vee \bar{M}_{i+1} \cdot m_{i,2}.$$

Ca urmare celula de bază realizează următoarele operații :

$$P_i^{J+1*} = P_i^{J*} + M_{i+1} \text{ dacă } m_{i,2}=1, \quad P_i^{J+1*} = P_i^{J*} + M_i \text{ dacă } m_{i,1}=1,$$

$P_i^{J+1*} = P_i^{J*} - M_{i+1}$ prin adunarea complementului față de doi al lui M_{i+1} dacă $m_{i,2}=1$, $P_i^{J+1*} = P_i^{J*} - M_i$ prin adunarea complementului față de doi al lui M_i dacă $m_{i,1}=1$, sau $P_i^{J+1*} = P_i^{J*} + 0$ dacă $m_{i,2}=m_{i,1}=m_{i,2}=m_{i,1}=0$ (adică $m_{i,0}=1$).

În scopul obținerii multiplului de doi al deînmulțitului s-a prevăzut o celulă suplimentară la dreapta poziției cea mai semnificativă a fiecărui rînd de celule. Intrarea M_i corespunzătoare acestei celule este aceeași cu intrarea similară a celulei vecine din rîndul respectiv.

Efectuarea operației de scădere a lui M și respectiv $2M$ din produsul parțial P^{J*} se realizează prin adunarea complementului față de doi a lui M și respectiv $2M$ la produsul parțial P^{J*} . În acest scop la intrarea neredundantă a fiecărei celule comandată sumator-scăzător trebuie adus $\bar{M}_i$, respectiv $\bar{M}_{i+1}$, iar la intrarea t_i^J corespunzătoare celulei comandată sumator-scăzător avînd rangul cel mai puțin semnificativ trebuie adus un „1”. Acest lucru este realizat de poarta SAU plasată la dreapta fiecărui rînd de celule și care realizează operația logică $m_{i,1} \vee m_{i,2}$.

Celulele hașurate stabilesc cifrele înmulțitorului recodificat. Funcțiile logice ale celor patru ieșiri sînt :

$$m_{i,2} = \bar{m}_{i-1} m_i m_{i+1}$$

$$m_{i,1} = \bar{m}_{i-1} m_i \bar{m}_{i+1} \vee \bar{m}_{i-1} \bar{m}_i m_{i+1}$$

$$m_{i,1} = m_{i-1} m_i \bar{m}_{i+1} \vee m_{i-1} \bar{m}_i m_{i+1}$$

$$m_{i,2} = m_{i-1} \bar{m}_i \bar{m}_{i+1}$$

unde $i=n, n-2, \dots, 5, 3, 1$.

În structura logică celulară prezentată intrările P_i^{0*} din primul rînd precum și intrările P_i^{J*} corespunzătoare primelor două celule din celelalte rînduri sînt în starea zero. Produsul final este disponibil în forma de reprezentare binară redundantă cifră cu semn extinsă la ieșirile P_i^{4*} ale ultimului rînd de celule și la ieșirile corespunzătoare celulelor de ordinul cel mai puțin semnificativ din celelalte rînduri de celule.

Structura logică celulară prezentată realizează înmulțirea a două numere cu semn avînd fiecare 8 cifre binare. În aceeași figură sînt arătate stările variabilelor binare ale intrărilor și ieșirilor care corespund înmulțirii lui $M=1,1010101$ cu $m=1,0010111$. După conversia rezultatului din forma de reprezentare binară redundantă cifră cu semn extinsă în forma complement față de doi [2] se obține $P=0,01000110100011$.

Structura logică celulară poate fi folosită pentru a realiza funcția aritmetică $M \cdot m \pm b$, în cazul în care la intrările P_i^J corespunzătoare celulei de ordinul cel mai semnificativ din fiecare rînd se aduce termenul b , respectiv complementul său față de doi.

4. Concluzii.

În cazul în care deînmulțitul M și înmulțitorul m sînt numere binare subunitare formate dintr-o cifră binară pentru semn și n cifre binare la dreapta virgulei (unde n reprezintă un număr impar), iar produsul se consideră format dintr-o cifră binară pentru semn și $2n$ cifre binare la dreapta virgulei, structura logică celulară prezentată cere $\frac{1}{2}(n+1)(n+2)$ celule comandate sumator-

scăzător și $\frac{1}{2}(n+1)$ celule pentru stabilirea cifrelor înmulțitorului recodificat.

Dacă se notează prin τ timpul de răspuns mediu al circuitelor logice NU, ȘI, SAU integrate, timpul necesar obținerii produsului final în formă redundantă cifră cu semn extinsă este egal cu $1/2(5n+13)\tau$, iar în forma complement față de doi $1/2(5n+41)\tau$. Pentru $n=31$ rezultă un timp egal cu 98τ , fiind mult mai rapidă și necesitînd echipament mai puțin decît structurile logice celulare publicate în literatura de specialitate.

Prin integrare la scară medie a unei părți din structura logică celulară prezentată se obține un dispozitiv de înmulțire 4×2 integrat sau 4×4 integrat, care asigură pe lingă viteză mare de operare și posibilitate de extindere simplă a structurii logice celulare pentru operanți cu număr de cifre binare oricît de mare.

BIBLIOGRAFIE

1. T o m a, C. I.: „Structuri logice celulare pentru înmulțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundantă cifră cu semn extinsă”, Invenții și inovații, Vol. XIII, Nr. 1, pg. 13—17, 1978.
2. T o m a, C. I.: „Sumator binar cu evitarea propagării transportului folosind reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă”, E.E.A. — Automatica și electronica, Vol. 22, Nr. 4, pg. 147—152, 1978.
3. T o m a, C. I.: „Structură logică celulară pentru înmulțirea numerelor binare cu semn”, Brevet de invenție, R.S.R., nr. 66975 (invenție complementară la invenția brevet nr. 63285), titular Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, 1973.
4. W a l l a c e, C. S.: „Suggested design for a very fast multiplication”, Dept. of Computer Science, University of Illinois, Urbana, Report 133, February 11, 1963.

CELLULAR LOGIC ARRAY FOR MULTIPLICATION OF SIGNED BINARY NUMBERS USING SIGNED-DIGIT REDUNDANT REPRESENTATION

(ABSTRACT)

A cellular logic array for fast multiplication by two digits of the multiplier simultaneously is proposed. The cellular logic array is based on the signed-digit redundant representation of the partial products and remainders.

STUDIUL CIRCUITULUI LOGIC „SAU” REALIZAT CU
FERITE ȘI DIODEDE
ION POPA

1. Generalități privind circuitul logic „Sau” realizat cu ferite și diode

Schema circuitului logic „Sau” din fig. 1, realizată cu ferite și diode, este redată principal în literatura de specialitate [1]. Se arată că la combinații de cifre binare „1” și „0” înscrise pe miezurile cu ciclul de histerezis dreptunghi-

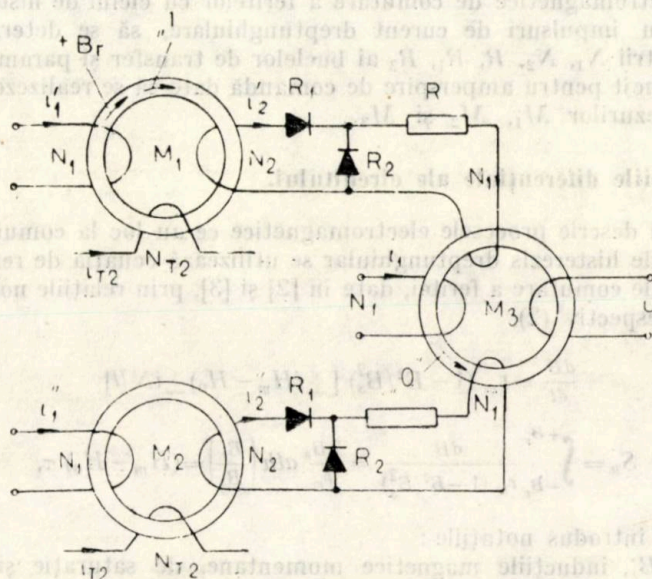


Fig. 1. Schema circuitului logic „Sau” realizat cu ferite și diode.

lar, M_1 și M_2 , de către impulsurile de comandă i'_1 și i'_2 , prin aplicarea impulsurilor de curent i_2 , decalate în urmă față de primele, pe miezul M_3 se înscrie disjuncția „Sau”, conform tabeli din fig. 2. De menționat că impulsurile de comandă i'_1 și i'_2 sînt simultane cu impulsul i_1 , care aduce totdeauna miezul M_3 în starea „0”.

Rolul buclei de transfer, formată din bobinele N_1 și N_2 , diodele R_1 și R_2 și rezistența R și necesitatea realizării simetrice a buclelor pentru miezuri de ferită identice, sînt prezentate în [1] și [2].

Caz	Starea inițială a miezurilor dată de curenții i_1', i_1'' și i_1			Starea finală a miezurilor dată de curentul i_{T2}		
	M_1	M_2	M_3	M_1	M_2	M_3
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	1
3	0	1	0	0	0	1
4	1	1	0	0	0	1

Fig. 2. Cazuri posibile la realizarea funcției logice „Sau“ utilizând cifre binare înscrise pe miezurile de ferită.

În lucrarea de față se urmărește ca pe baza ecuațiilor diferențiale ce descriu procesele electromagnetice de comutare a feritelor cu ciclul de histerizis dreptunghiular, cu impulsuri de curent dreptunghiulare, să se determine relații între parametrii N_1, N_2, R, R_1, R_2 ai buclelor de transfer și parametrii miezurilor, astfel încât pentru amperspire de comandă date să se realizeze comutarea dorită a miezurilor M_1, M_2 și M_3 .

2. Ecuațiile diferențiale ale circuitului.

Pentru a descrie procesele electromagnetice ce au loc la comutarea feritelor cu ciclul de histerezis dreptunghiular se utilizează ecuația de remagnetizare și constanta de comutare a feritei, date în [2] și [3], prin relațiile notate mai jos prin (1) și respectiv (2),

$$\frac{dB}{dt} = r_m (1 - B^2/B_s^2) [\pm(H_m - H_0) \pm iN/l] \quad (1)$$

$$S_w = \int_{-B_r}^{+B_r} \frac{dB}{r_m (1 - B^2/B_s^2)} = \frac{2B_s}{r_m} \operatorname{ath} \left(\frac{B_r}{B_s} \right) = (H_m - H_0) \tau, \quad (2)$$

în care s-au introdus notațiile :

B, B_s, B_r , inducțiile magnetice momentane, de saturatie și remanente pentru miezul care comută,

$\pm H_m = i_T N_T / l$, amplitudinea intensității cîmpului magnetic realizată în miez de curentul de comandă i_T sau i_1 , de formă dreptunghiulară,

$\pm H_0$, cîmpul magnetic prag, caracteristic feritelor în procesul de comutare [2], totdeauna opus cîmpului $H_m > H_0, S_w$, constanta de comutare în C/m , definită în [2] și [3],

$\varepsilon + \tau$ timpul de comutare al feritei [2] și [3],

$\pm iN/l$, intensitatea unui eventual cîmp magnetic, dat de o înfășurare oarecare a miezului care comută, diferită de cea de comandă (de tact),

l și A , lungimea medie și secțiunea transversală a torului de ferită.

De remarcă faptul că utilizarea ecuației diferențiale (1), presupune impulsurile de curent i_T și i , dreptunghiulare. Practic apar abateri de la această formă, în special pentru curenții din buclele de transfer.

Din analiza stărilor impuse pentru miezurile M_1 și M_2 , M_3 , conform tablei din fig. 2, se constată următoarele :

a. Impulsurile de tact i_{T2} , aplicate la momentul t_2 , ca în fig. 3b aduc totdeauna miezurile M_1 și M_2 în starea $-B_r$ sau „0“, în timp ce pe miezul M_3 prin intermediul buclelor de transfer se poate scrie „1“ sau „0“, conform cazurilor din fig. 2.

b. La momentul $t_1 < t_2$, impulsurile i_1' și i_1'' înscriu pe miezurile M_1 și M_2 , cifrele „1“ sau „0“, după caz, iar impulsul i_1 , aduce miezul M_3 în starea „0“.

c. La momentul t_2 , miezul M_3 începe să comute sub acțiunea curentului din buclele de transfer, cazul 4 fiind cit mai favorabil, în raport cu cazurile 2 și 3. În cazurile 2 și 3 amperspirele care impun comutarea miezului M_3 sînt fie $i_2'N_1$, fie $i_2''N_1$, în timp ce în cazul 4 comutarea se face sub acțiunea sumei $i_2'N_1 + i_2''N_1$.

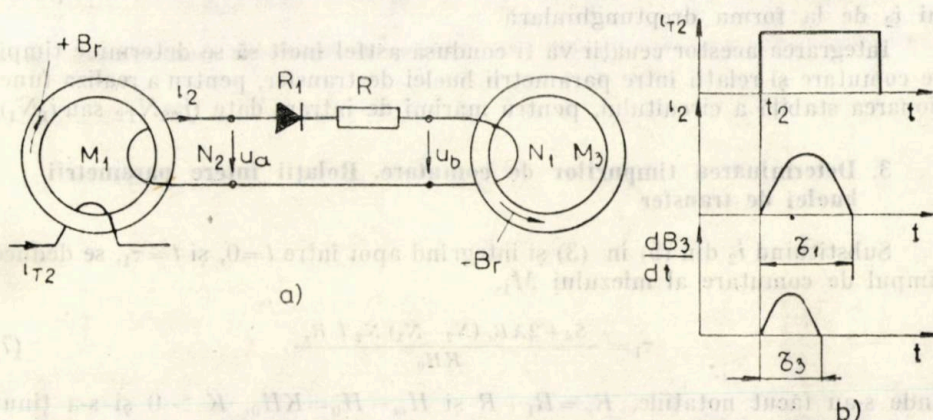


Fig. 3. Schema echivalentă de calcul pentru circuitul logic „Sau“ și forma impulsurilor i_{T2} , i_2 și $\frac{dB_3}{dt}$.

În fig. 3 a este redată schema circuitului pentru cazul 2, cînd bucla de transfer între miezurile M_1 și M_3 e parcursă de $i_2' > 0$, dioda R_2 fiind blocată. În cazul 3 schema este identică cu cea din fig. 3.

În fig. 3 b se redă modul de variație în timp, începînd cu momentul t_2 al impulsurilor i_{T2} , i_2 și $\frac{dB_3}{dt}$, sugerînd faptul că durata impulsurilor i_{T2} trebuie să fie adoptată mai mare decît timpul de comutare τ_1 al miezului M_1 , iar miezul M_3 să comute în timpul $\tau_3 \leq \tau_1$ astfel încît inducția finală în miezul M_3 să fie sigur $+B_r$. În cazul $\tau_3 < \tau_1$ miezul M_3 este numai perturbat la valori ale inducției $B_3 < +B_r$ și tensiunile de ieșire u_i sînt mici. Pentru a realiza $\tau_1 \geq \tau_3$ este necesar ca impulsul aproximativ dreptunghiular i_2 să producă totdeauna cîmpul $i_2 N_1 / l$ suficient de mare în raport cu H_0 .

Astfel, stabilirea relațiilor între parametrii buclei de transfer și ai miezului în condiția $\tau_1 \geq \tau_3$ pentru amperspire $i_{T2} N_{T2}$ date, constituie calcul în sine al circuitului.

În aceste condiții se scriu ecuațiile diferențiale și condițiile inițiale ale procesului electromagnetic de comutare sub acțiunea impulsului i_{T2} , pentru sensul pozitiv ales la miezul M_1 din fig. 3a :

$$\frac{dB_1}{dt} = r_m (1 - B_1^2/B_s^2) [-(H_m - H_0) + i_2 N_2/l] \quad (3)$$

$$\frac{dB_3}{dt} = r_m (1 - B_3^2/B_s^2) (i_2 N_1/l - H_0) \quad (4)$$

$$-AN_2 \frac{dB_1}{dt} - AN_1 \frac{dB_3}{dt} = i_2 (R_1 + R) \quad (5)$$

$$t=0, \quad B_1 = +B_r, \quad B_3 = -B_r$$

$$t=\tau_1 \geq \tau_3, \quad B_1 = -B_r, \quad B_3 = -B_r \quad (6)$$

Ecuatiile (3)–(5) sînt afectate de erori de calcul datorită abaterii impulsului i_2 de la forma dreptunghiulară.

Integrarea acestor ecuații va fi condusă astfel încît să se determine timpii de comutare și relații între parametrii buclei de transfer, pentru a realiza funcționarea stabilă a circuitului, pentru mărimi de intrare date ($i_{T2}N_{T2}$ sau i_1N_1).

3. Determinarea timpurilor de comutare. Relații între parametrii buclei de transfer

Substituind i_2 din (5) în (3) și integrînd apoi între $t=0$, și $t=\tau_1$, se deduce timpul de comutare al miezului M_1 ,

$$\tau_1 = \frac{S_w + 2AB_r(N_2 - N_1)N_2/l \cdot R_e}{KH_0} \quad (7)$$

unde s-au făcut notațiile, $R_e = R_1 + R$ și $H_m - H_0 = KH_0$, $K > 0$ și s-a ținut seamă de relația (2).

Pentru calculul timpului de comutare τ_3 , se substituie i_2 din (3) în (4) și apoi se integrează în limitele $t=0$, $t=\tau_3$, făcînd aproximația,

$$\int_{B_r}^{B_1'} \frac{dB_1}{r_m (1 - B_1^2/B_s^2)} \cong -S_w \quad (8)$$

în care la $t=\tau_3$, $B_1 = B_1' \cong -B_r$, deci $\tau_3 \rightarrow \tau_1$.

Cu aproximația (8) se deduce timpul de comutare al miezului M_3 ,

$$\tau_3 \cong \frac{S_w (1 + N_1/N_2)}{H_0 (K \cdot N_1/N_2 - 1)} \quad (9)$$

Pentru ca rezultatul (9) să aibă sens, trebuie impus $\tau_3 > 0$, $K > N_2/N_1$.

Pentru a găsi însă raportul optim N_2/N_1 , din condiția limită $\tau_1 = \tau_3$, egalînd relațiile (7) și (9) se deduce factorul K , care condiționează impulsul de comandă i_{T2} în forma :

$$K_0 = \frac{S_w + 2AB_r N_2 (N_2 - N_1)/l R_e}{-S_w + 2AB_r N_1 (N_2 - N_1)/l R_e} \quad (10)$$

Notînd $N_2 N_1 = n$, se poate studia K_0 din (10) ca o funcție $K_0 = f(N_1)$, pentru o anumită valoare a parametrului n , redată în fig. 4.

Din relația (10) rezultă că pentru o valoare a variabilei N_1 de forma,

$$N_1' = \sqrt{\frac{S_u \cdot l \cdot R_e}{A \cdot 2B_r \cdot (n-1)}}. \quad (11)$$

factorul K_0 trebuie să fie infinit, pentru realizarea condiției limită de funcționare $\tau_3 = \tau_1$, ceea ce nu convine.

Din (11) rezultă și condiția $n = N_2/N_1 > 1$, cunoscută din literatură, respectiv $K > 1$.

Din (10) rezultă faptul banal că pentru $N_1 \rightarrow \infty$, $K_0 \rightarrow K_0' = n$, deci micșorînd exagerat n , crește mult numărul se spire N_1 și respectiv N_2 .

Proiectarea se face adoptînd valori pentru n și K_0 și deducînd astfel N_1 din (10) și respectiv $N_2 = nN_1$.

În cele ce urmează adoptăm valorile acceptabile $n=2$, $K_0=3$ și rezultă

$$N_1 = 2 \sqrt{\frac{S_u \cdot l \cdot R_e}{A \cdot 2B_r}}. \quad (12)$$

Se consideră schema din fig. 1.a realizată cu toruri de ferită avînd în structură oxizi de Mn și Mg, avînd datele :

$$l = 0,785 \cdot 10^{-2} \text{ m}, \quad A = 0,6 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$H_0 = 90 \text{ A/m}, \quad B_r = 0,27 \text{ T}, \quad B_s = 0,29 \text{ T},$$

$$S_w = 60 \cdot 10^{-6} \text{ C/m}, \quad r_m = 18 \cdot 10^3 \Omega/\text{m}.$$

Diodele din bucla de transfer au rezistență în sens direct $R_1 = R_2 = 6\Omega$, iar rezistența de limitare a curenților inverși $R = 14 \Omega$.

Din relația (12) valabilă pentru $n=2$, $K_0=3$, rezultă $N_1=10,8$ spire, $N_2=21,6$ spire.

Rotunjind la $N_1=10$ spire, $N_2=20$ spire, se recalculează raportul $K_0=3,24$ din relația (10).

Se deduc apmerspirele de tact necesare, $H_m l = (K_0 + 1) H_0 = i_{T2} N_{T2} = 3 \text{ A}$ și adoptînd $N_{T2} = N_1 = 10$ spire rezultă $i_{T2} = 0,3 \text{ A}$, ceea ce este acceptabil pentru o sursă obișnuită de impulsuri dreptunghiulare de curent. Pentru comutările din faza inițială, la momentul t_1 , adoptarea amperspirelor $i_1' N_1 = i_2'' N_1 = i_1 N_1 = 0,3 \text{ A}$ este acoperitoare.

Adoptînd pentru calculul timpilor de comutare τ_1 și τ_3 , două valori ale impulsului i_{T2} ar rezulta :

$$- \text{ la } i_{T2} = 0,3 \text{ A}, \quad H_m = 382 \text{ A/m}, \quad K_0 = 3,24, \quad \tau_1 = \tau_3 + 1,61 \mu\text{s}$$

$$- \text{ la } i_{T2} = 0,36 \text{ A}, \quad H_m = 485,6 \text{ A/m}, \quad K_0 = 4,09, \quad \tau_1 = 1,28 \mu\text{s}, \quad \tau_3 = 0,95 \mu\text{s}.$$

Pentru impulsurile de comandă i_{T2} , menționate s-au oscilografiat impulsurile de tensiune u_a și u_b indicate în fig. 3.a verificînd astfel menținerea informației în circuit, și timpii de comutare τ_1 , respectiv τ_3 .

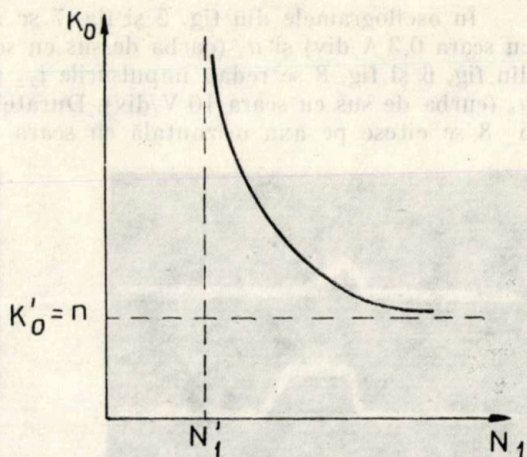


Fig. 4. Grăficul funcției $K_0 = f(N_1)$, pentru $n = \frac{N_2}{N_1}$ dat.

În oscilogramele din fig. 5 și fig. 7 se redau impulsurile i_2 (curba de jos cu scara 0,3 A/div) și u_a (curba de sus cu scara 10 V/div), iar în oscilogramele din fig. 6 și fig. 8 se redau impulsurile i_{T2} (curba de jos cu scara 0,3 A/div) și u_b (curba de sus cu scara 10 V/div). Durata impulsurilor i_{T2} , u_a și u_b din fig. 5–8 se citesc pe axa orizontală cu scara 1 μ s/div.

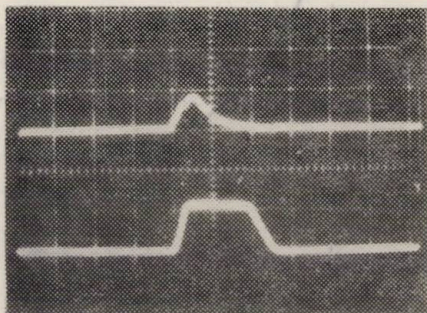


Fig. 5. Oscilograma impulsurilor u_a pentru $i_{T2} = 0,3$ A, $K_0 = 3,24$.

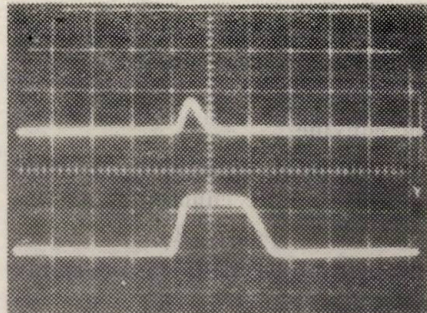


Fig. 6. Oscilograma impulsului u_b pentru $i_{T2} = 0,3$ A, $K_0 = 3,24$.

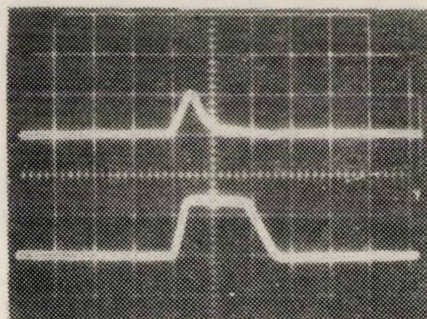


Fig. 7. Oscilograma impulsului u_a pentru $i_{T2} = 0,3$ A, $K_0 = 4,09$.

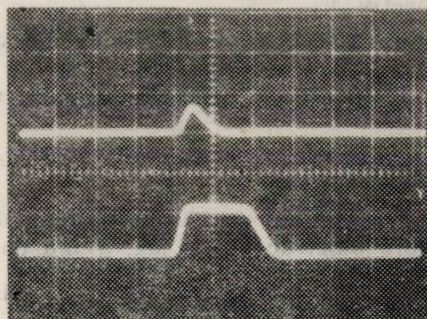


Fig. 8. Oscilograma impulsului u_b pentru $i_{T2} = 0,3$ A, $K_0 = 4,09$.

Comparînd tipurile τ_1 și τ_3 calculate, cu cele din oscilogramă se desprind următoarele concluzii:

1. Ecuațiile diferențiale (3)–(5) și condițiile inițiale (6), descriu corect procesul electromagnetic de comutare în circuitul analizat.

2. Tipul de comutare τ_3 dedus din relația (9) este afectat în mai mare măsură de erori, datorită aproximației suplimentare (8). Funcționarea stabilă a circuitului este însă asigurată chiar și în cazul limită de calcul $\tau_1 = \tau_3$ (timpul de comutare al miezului M_3 conform oscilogramelor, $\tau_3 = 0,9 \mu$ s, este mai mic decît timpul de calcul $\tau_3 = \tau_1 = 1,16 \mu$ s).

3. Dimensionarea circuitului în baza relațiilor (10), (11) și (12), rezultate din acest studiu, asigură funcționarea stabilă a circuitului logic „Sau” realizat cu ferite și diode.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Balașov, „Proiectivovanie magnetnih elementov i ustroystv elektronih vicislitelnoi masin”. Izd, Vișaiia școla Moskva 1966 p. 133.
2. I. Popa, „Contribuții la studiul registrelor de deplasare bitact realizate cu miezuri de ferită” Automatica și Electronica n=4 Iulie–August 1970 p. 144–150.

3. I. P o p a și N. B o g o e v i c i , „Cu privire la calculul circuitelor magnetice care conțin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate cu impulsuri de curent. Electrotehnica 19 nr. 3 martie 1971, p. 82—87.
4. I. P o p a , „Calculul registrelor de deplasare bitact realizate cu ferite și diode“. B. ul. Știin-
țific și Tehnic al Inst. Politehnic Timișoara — seria Electrotehnică. Tom. 16(30)
Fasc. 1, Ianuarie-Iunie 1971, p. 33—42.

UNTERSUCHUNG VON EINER „ODER“ LOGISCHEN SCHALTUNG BESTEHEND AUS DIODEN UND FERRITKERNEN

ZUSAMMENFASSUNG

Die vorliegende Arbeit untersucht die electromagnetischen Schaltvorgänge in einem Schaltkreis mit Dioden und Ferritkernen bei der Bildung der logischen Funktion „oder“. Es werden Rechenbeziehungen unterbreitet die eine stabile Funktionsweise und eine Berechnung des Schemas ermöglichen.

STABILIZATOR DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

DE

M. CHIVU, A. IGNEA

1. Introducere

În unele aplicații practice este necesară stabilizarea tensiunilor alternative, în altele este necesară o tensiune alternativă de referință. Se cere ca tensiunea să prezinte un înalt grad de stabilitate în raport cu variația sarcinii, cu variația tensiunii alternative de intrare și cu variația temperaturii. Uneori se impune stabilitatea înaltă în raport cu variația frecvenței între anumite limite. Tensiunea stabilizată va trebui să aibă în majoritatea cazurilor un foarte scăzut conținut de armonici.

Având în vedere cele de mai sus schema de stabilizator din lucrare va fi caracterizată prin stabilitatea valorii efective a tensiunii de ieșire în raport cu variația diferiților parametri și de gradul de distorsiuni armonice.

2. Alegerea schemei de stabilizare

În literatură [1] se folosesc pentru stabilizarea amplitudinii oscilatoarelor tranzistoare cu efect de câmp utilizate ca rezistențe variabile controlate prin tensiune conectate în buclă de reacție sau în atenuatoare controlate prin tensiune. Belopolski în [2] utilizează în stabilizatoare de tensiune continuă de valori ridicate (sute de V sau KV), transistoare în regim de rezistență variabilă conectate pe partea de joasă tensiune.

Având în vedere că trebuie stabilizată valoarea efectivă a unei tensiuni alternative s-a adoptat schema de principiu din fig. 1. Funcționarea schemei este descrisă mai jos. Tensiunea U_i alternativă de intrare, având un oarecare conținut de armonici, se aplică circuitul serie format din înfășurarea primară 1 a transformatorului TR 1 și puntea alcătuită cu diodele $D_1 \dots D_4$ în diagonală căreia se află tranzistorul echivalent de reglaj T .

Înfășurarea secundară 2 a transformatorului TR 1 furnizează o tensiune alternativă din care va rezulta tensiunea U continuă proporțională cu valoarea maximă a tensiunii de ieșire U_e . Această tensiune se aplică circuitului de reglaj 4. La același circuit 4 se aplică o tensiune continuă de referință U_0 formată în blocul 5 alimentat de transformatorul TR 2.

Blocul 6 servește la alimentarea întregului montaj.

Tensiunea de eroare ΔU va comanda tranzistorul T în sensul micșorării tensiunii de eroare, rezultând la ieșirea ab a transformatorului TR 1 o tensiune alternativă stabilizată.

Schema bloc din fig. 1 prezintă două particularități distincte. Prima se referă la faptul că alimentarea schemei electronice se face de la însăși tensiunea

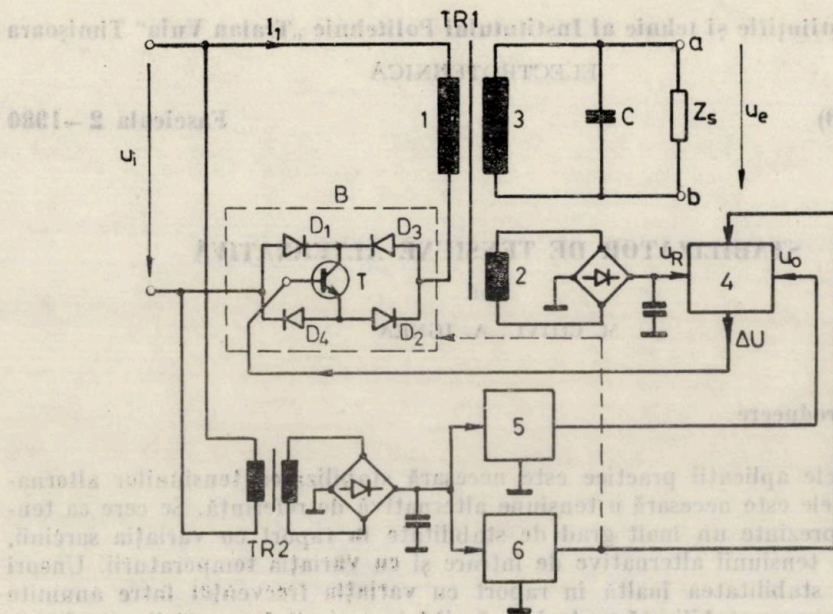


Fig. 1.

de stabilizat, fiind inutilă o sursă de alimentare auxiliară. A doua particularitate se referă la conectarea condensatorului C în paralel cu înfășurarea 3 de ieșire a transformatorului $TR1$, astfel că puntea formată din diodele $D_1 \dots D_4$ va fi conectată în serie cu un circuit acordat pe frecvența de lucru, sau în jurul frecvenței de lucru, asigurându-se pe de-o parte un conținut redus de armonici a tensiunii de ieșire și pe de altă parte o impedanță mare a circuitului serie, rezultând un curent de funcționare I_1 redus.

Pe de altă parte tensiunea de ieșire fiind practic sinusoidală se asigură permanent proporționalitatea între tensiunea continuă U_R și valoarea efectivă de stabilizat.

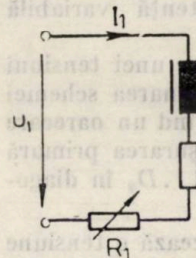


Fig. 2

Prezența condensatorului C poate fi justificată după cum urmează. În fig. 2 se prezintă o schemă echivalentă a circuitului serie conectat la tensiunea de intrare, R_1 fiind rezistența echivalentă a blocului de reglaj B , iar L reprezintă inductivitatea transformatorului $TR1$ care în fond este o bobină cu miez din fier. R_2 este rezistența echivalentă totală a bobinei.

Se poate scrie că :

$$u_i = i_1 (R_1 + R_2) + \frac{d\psi}{dt} \quad (1)$$

$\frac{d\psi}{dt}$ fiind variația în raport cu timpul a înălțăturii magnetice a bobinei, proporțională cu tensiunea alternativă indusă în circuitul secundar. Dacă se admite :

$$u_i = \sqrt{2} U_i \sin \omega t \quad (2)$$

va rezulta că ambii termeni $i_1 (R_1 + R_2)$ respectiv $\frac{d\psi}{dt}$ vor avea armonici care se compensează reciproc din cauză că dependența $\psi = f(i_1)$ este neliniară, fiind

chiar caracteristica de magnetizare fundamentală a bobinei cu miez din fier (fig. 3). Cum prezența rezistenței R_1 este indispensabilă pentru realizarea stabilizării tensiunii U_e rezultă că înălțuirea ψ va fi pronunțat distorsionată conducând la o tensiune indusă de asemenea distorsionată.

Dacă se face acordul la frecvența de lucru conectînd condensatorul C în paralel cu înfășurarea de ieșire 3 a transformatorului TR 1, și dacă factorul de calitate al acestui circuit :

$$Q_e = \frac{Q_L \cdot Q_C}{Q_L + Q_C} \quad (3)$$

cu $Q_L = \frac{\omega L_{ab}}{R_{ab}}$; $Q_C = \omega R_e C$

R_e fiind rezistența de pierderi a condensatorului, care dacă este suficient de mare, atunci armonicile superioare frecvenței de lucru vor fi puternic atenuate, rezultînd o tensiune de ieșire practic sinusoidală. Dacă impedanța de sarcină Z_S are caracter rezistiv atunci variațiile valorii sale între $Z_{S \min}$ și $Z_S = \infty$ nu modifică tensiunea de ieșire. Dacă impedanța Z_S are caracter complex, apar restricții în privința valorii sale care intră în acordul circuitului echivalent de la bornele ab. În aceste condiții se recomandă funcționarea cu impedanță de sarcină constantă.

3. Rezultate experimentale

Schema electrică completă este redată în fig. 4. S-a ales ca frecvență de lucru 400 Hz cu multe aplicații practice [2], iar tensiunea de ieșire 35 V. Consumul impedanței de sarcină este de 150 mA. Măsurătorile au constatat din determinarea dependenței $U_e = f(U_i, f)$; influența temperaturii asupra variației tensiunii de ieșire, cum și determinarea factorului de distorsiuni δ_e în diferite condiții.

a) S-a modificat tensiunea U_i între 34 V și 41 V, iar frecvența între 364 ÷ 412 Hz rezultînd datele din tabelul 1.

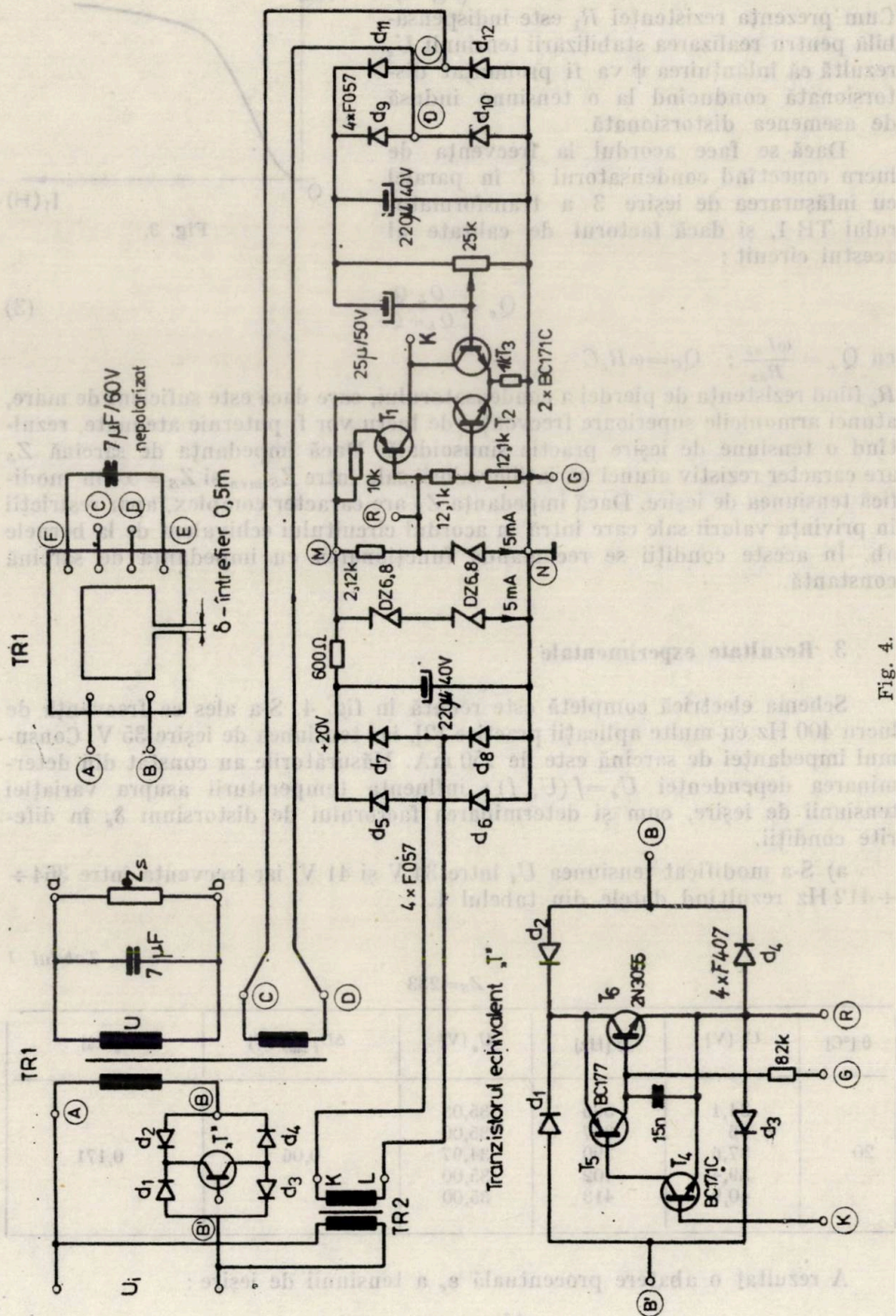
Tabelul 1

$Z_S = 233$

θ [°C]	U_i [V]	f [Hz]	U_e [V]	$\Delta U_{e \max}$ [V]	ε_e [%]
20	34,1	365	35,03	0,06	0,171
	36	377	35,00		
	37,6	390	34,97		
	39,4	402	35,00		
	40,9	413	35,00		

A rezultat o abatere procentuală ε_e a tensiunii de ieșire :

$$\varepsilon_e \% = \frac{\Delta U_{e \max}}{U_e} 100 = 0,171 \% \quad (4)$$



adică un factor de stabilizare al schemei

$$F = \frac{\Delta U_{i \max}}{\Delta U_{e \max}} = \frac{40,9 - 34,1}{0,06} = 113,3. \quad (5)$$

b) S-a urmărit în continuare comportarea cu temperatura a schemei rezultând în intervalul $\theta = 0^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}$ pentru $U_i = 39,4 \text{ V} = \text{constant}$, $Z_s = \text{constant} = 233 \Omega$ o variație maximă a tensiunii de ieșire $\Delta U_{e \max} = 0,03 \text{ V}$ ceea ce dă o variație relativă a tensiunii de ieșire $\varepsilon_0 = 0,086\%$, rezultând o excepțională compensare cu temperatura a schemei de stabilizare.

c) S-au efectuat măsurători în absența și prezența condensatorului C. Se notează cu δ_i factorul de distorsiuni armonice al tensiunii de intrare, iar cu δ_e factorul de distorsiuni al tensiunii de ieșire. Rezultatele sînt sintetizate în tabelul 2.

Tabelul 2

U_i [V]	f [Hz]	δ_i [%]	δ_e [%]	C [μF]	θ [%]
34	450	38 %	47 %	0	25 °C
34	432	12,5 %	1,2 %	7	
34	422	12,5 %	0,6 %	7	
34	422	25 %	3,2 %	7	

Din tabel se observă că dacă se micșorează δ_i , atunci scade substanțial și δ_e . Măsurătorile justifică în totalitate prezența condensatorului C, în schema de stabilizare. În plus curentul I_1 de alimentare scade de la valoarea $I_1 = 1,5 \text{ A}$ cu $C=0$ la valoarea $I_1 = 200 \text{ mA}$ pentru $C = 7 \mu\text{F}$.

Concluzii

Modelul experimental a confirmat justetea soluțiilor adoptate. S-a demonstrat necesitatea introducerii unui circuit acordat în vederea micșorării distorsiunilor tensiunii de ieșire și pentru micșorarea consumului schemei.

Într-o lucrare viitoare se va prezenta un calcul detaliat al schemei în vederea obținerii unor date de proiectare și în vederea ridicării performanțelor schemei.

Autorii țin să mulțumească pe această cale tovarășului prof. dr. ing. Eugen Pop, pentru sugestiile date cu ocazia elaborării lucrării.

BIBLIOGRAFIE

1. Stere, R. și alții : Tranzistoare cu efect de cîmp E.T. București, 1972.
2. Belopolski, I. I., Tihonov, B., I. : Tranzistoriile stabilizatori Energia, Moscova, 1971. Biblioteca po avtomatice.

A.C. VOLTAGE REGULATOR

SUMMARY

The authors present an a.c. voltage regulator with a tuned circuit as load, to obtain a very low level of distortions for the output voltage, below 1%. The temperature compensation of the a.c. voltage regulator is made in a large range ($-20^\circ\text{C} - +40^\circ\text{C}$). Experimental results of the a.c. voltage regulator are presented.

TESTOR DE BATERII ELECTRICE

DE

Autori * : ALEXANDRU ROGOJAN, VASILE POP, CRIȘAN
STRUGARU, MIRCEA CHECEANU, VOICU GROZA,
MIRCEA STRATULAT, MIRCEA VLĂDUȚIU, IONEL
JIAN, ȘTEFAN HOLBAN, C-tin NĂNASI

Introducere

Producția de baterii electrice reprezintă un proces greu de stăpinit, în special datorită necesității de a respecta cu exactitate atât procesul tehnologic cât și puritatea materialelor întrebuințate. Pentru a putea interveni la timp în procesul tehnologic, spre a se evita producerea de cantități mari de baterii care nu ating parametrii normali, precum și pentru a putea proceda mai de vreme la îmbunătățirea procesului tehnologic, este necesară o testare cât se poate de exactă și rapidă, a unei cantități corespunzătoare din bateriile produse. Testarea se referă de fapt la ridicarea curbei de descărcare a bateriei. În cazul unei producții în cantități mari se ridică și numărul de exemplare ce trebuie testate. Realizarea testării, prin procedee manuale, cere participarea unui număr însemnat de salariați, care execută o muncă monotona, mult expusă erorilor.

Cu mijloacele pe care le oferă azi tehnica de calcul e posibil să se efectueze verificările necesare, cu ajutorul unui echipament de testare, condus de un calculator de proces. Am conceput, la cererea Întreprinderii ELBA-Timișoara, un testor de baterii electrice, condus de un calculator, care poate testa simultan 500 de baterii de mai multe tipuri, în regim de descărcare permanent sau în regim de descărcare intermitent.

În cele de mai jos vom prezenta concepția, care a stat la baza realizării testorului și se vor descrie: modul de funcționare, schemele logice mai importante, precum și programul pe baza căruia se efectuează testarea.

Concepția care stă la baza procesului de testare

Testarea bateriilor se face prin măsurarea tensiunii bateriei la conectarea sarcinii și la deconectarea ei. Conectarea și deconectarea se face după un program rulat de calculator și care depinde de tipul bateriei. Când tensiunea coboară sub o anumită valoare, specifică unui anumit tip de baterie, se consideră că bateria este descărcată și procesul de verificare încheiat.

Bineînțeles că este de dorit ca simultan să se găsească în testor, în regim de verificare, un număr mare de baterii. Noi ne-am oprit la numărul de 500, care satisface producția întreprinderii.

* Autorii sînt membrii ai Catedrei de calculatoare din Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara

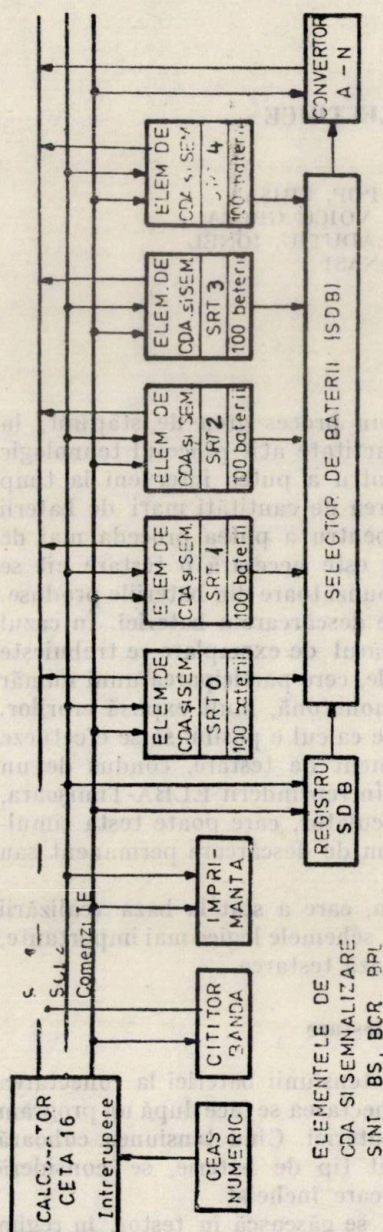


Fig. 1. Testor de baterii electrice.

Pentru a satisface cerințele de mai sus, procesul de testare va fi următorul: un calculator de proces, pe baza unui program, la începerea activității de testare, va conecta, cu ajutorul unor relee, rezistențele de sarcină la bornele bateriilor. Apoi, la cererea unui ceas numeric, va explora, prin intermediul unui sistem de achiziții de date (SAD), fiecare baterie, măsurând tensiunea la bornele rezistenței. Tensiunea analogică va fi convertită în valoare numerică și va fi introdusă în memoria calculatorului. După terminarea explorării calculatorul începe extragerea din memorie a tensiunilor măsurate și a tipăririi lor cu ajutorul unei imprimante. Apoi calculatorul va trece în regim de așteptare, până când ceasul numeric solicită o nouă serie de măsurători. Imprimanta tipărește valorile tensiunilor — cu cifră întreagă, virgulă și două cifre zecimale — pe o fișie de hirtie, una sub alta. Pentru identificarea mai ușoară a bateriei, imprimarea se face grupat pe câte 10 valori. La începutul grupului se tipărește cu roșu nr. sertarului, nr. măsurătorii și nr. primei baterii din grup. Pentru a determina mai ușor momentul când bateria s-a descărcat complet, calculatorul va avea grijă ca prima tensiune, care apare cu valoare mai mică decît tensiunea minimă admisă, să fie imprimată în roșu.

Pentru a putea efectua acest proces testorului se compune din următoarele părți:

- Un calculator de proces, care are o listă de instrucții corespunzătoare, o viteză potrivită și are posibilități de întrerupere. Calculatorul are un cititor de bandă perforată pentru introducerea programelor și o imprimantă pentru extragerea datelor.

- Un sistem de achiziții de date (SAD), format la rîndul lui dintr-un selector de baterii și un convertor analog-numeric.

- Un ceas numeric, care determină calculatorul să înceapă explorarea și măsurătorile tensiunilor bateriilor.

— Dulapurile în care sînt plasate bateriile. Acestea sînt împărțite în 5 sertare fiecare sertar conținînd cîte 100 de baterii.

— Un sistem de programe, cu ajutorul cărora se comandă întregul proces de testare.

În fig. 1 este prezentată schema bloc a testorului.

În cele de mai jos ne vom ocupa de fiecare parte mai în detaliu.

Calculatorul de proces

Calculatorul de proces este denumit CETA 16. El este un calculator sincron, cu lungimea cuvintului de 16 biți. Este înzestrat cu o memorie cu ferite de 8K cuvinte. Numărul de instrucții cu care lucrează este 38, din care 10 sînt cu referire la memorie, 10 sînt instrucțiuni de deplasări și rotații, 12 sînt instrucții de modificări și omiteri, iar 6 sînt instrucții de introducere și extragere. Viteza de lucru este de 150–200 mii de instrucții pe secundă. Este prevăzut cu posibilități de întrerupere și cu circuite pentru salvarea informației în cazul întreruperii alimentării. Are o memorie fixă pentru introducerea programului de preintroducere.

În cuvintul instrucțiilor de introducere și extragere este prevăzut un cod de selecție cu 6 biți, ceea ce înseamnă că sînt accesibile 64 de puncte periferice. Menționăm că diversele comenzi spre exterior, calculatorul le execută numai prin intermediul instrucțiilor de introducere și extragere. În mod concret numărul codurilor de selecție utilizate este de 21.

Calculatorul este realizat cu o singură magistrală.

Pentru introducerea programelor se utilizează un lector de bandă perforată LB-50, iar banda perforată are 5 piste. Viteza de lucru este de 84 caractere pe secundă.

Imprimanta utilizată este de tipul cu caractere înscrise pe tambur. Ea are 13 tipuri de caractere. Imprimanta imprimă un număr format din o cifră întreagă, virgulă și două cifre zecimale în cca 0,8 sec. Prin urmare pentru imprimarea celor 500 de tensiuni va fi nevoie de cca 7 minute, ceea ce este satisfăcător întrucît intervalul minim după care trebuie reluate măsurătorile este de 10 minute, iar explorarea și memorarea durează fracțiuni de secundă.

Schema circulației informației în calculatorul CETA 16, precum și dispozitivele comandate de calculator se pot vedea în fig. 2. În această figură sînt utilizate următoarele notații: NA — numărătorul de adrese, RA — registrul de adrese al memoriei, RM — registrul memoriei, A — acumulatorul, RI — registrul instrucției, RAF — registrul de afișare, GC — generator de cuvinte. MF — memoria fixă pentru introducerea programului de preintroducere, LB — lector de bandă perforată, SAD — sistemul de achiziție de date, BS — bistabilul sertarului, BCR — bistabilul pentru conectarea releelor, IMP — imprimanta, RST — registrul de stare, SCII — șinele codului informației 1, SCI2 — șinele codului informației 2.

Cu literele Pm se notează semnalul „primește”, iar cu Pd semnalul „predă”. Astfel PmA înseamnă primește în registrul A, iar PdA înseamnă predă din registrul A ș.a.m.sd.

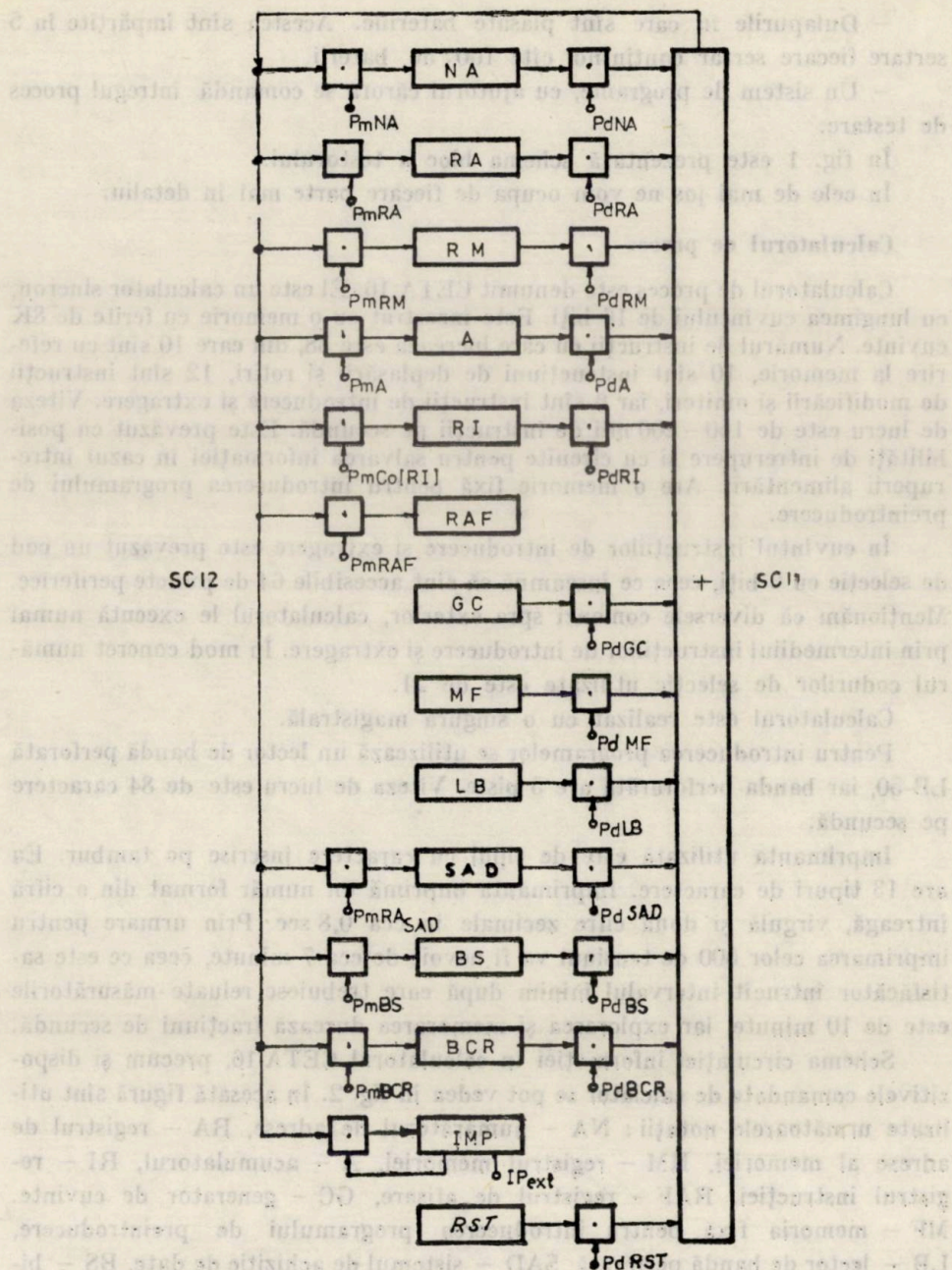
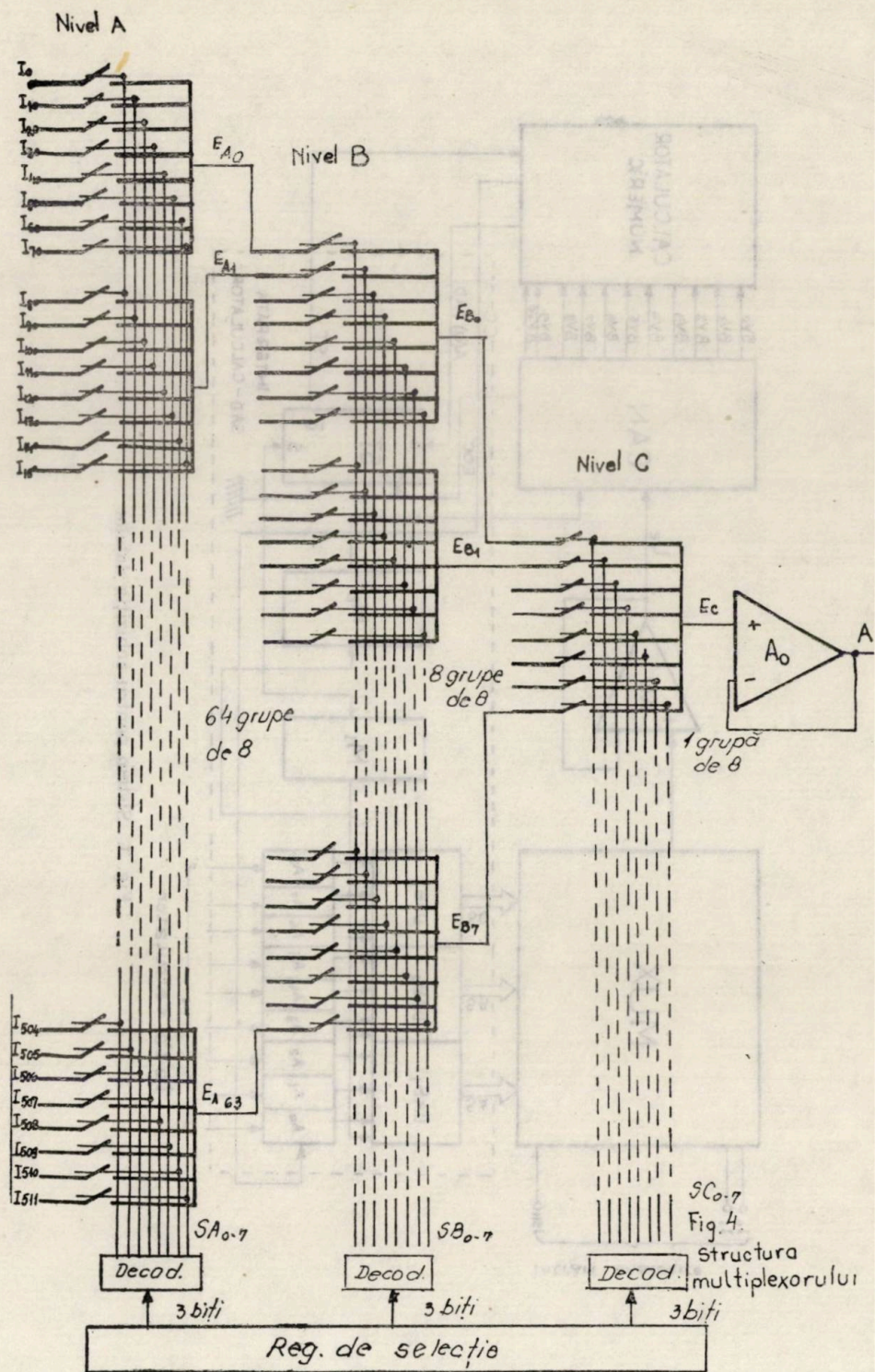


Fig. 2. Circulația informației. Schema bloc.

Sistemul de achiziții de date (SAD)

SAD (fig. 3) se compune din următoarele părți:

- Un selector de baterii (multiplexor) realizat cu 3 nivele. Primul nivel are 500 (512) intrări analogice organizate în 64 grupe de câte 8 intrări. Al 2-lea nivel are 8 grupe de câte 8 intrări, iar al 3-lea are o singură grupă cu 8 intrări.



Ieșirile unice a câte 8 grupe din nivelul 1 sînt legate la cele 8 intrări a câte unei grupe din nivelul 2, iar ieșirile unice a celor 8 grupe de nivelul 2 sînt legate la cele 8 intrări a grupei din nivelul 3.

Fiecare nivel al multiplexorului are cîte un decodificator cu 8 ieșiri. La intrarea unui decodificator se aduc cîte 3 biți. Prin urmare cu $3 \times 3 = 9$ biți selectăm una din cele 512 intrări. El este realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp românești ROS 104. Schema selectorului se vede în fig. 4.

— Un registru cu 9 biți, pentru adresa bateriei, care primește adresa de la calculator. Trei grupe de cîte 3 bistabile, ale registrului de adresă, furnizează intrările pentru cele 3 decodificatoare despre care am vorbit mai sus.

— Un convertor analog-numeric, care, pentru a avea o viteză de conversie mare, este realizat pe baza unei scheme cu aproximații succesive. Eroarea totală de conversie este mai mică de $\pm 0,05\%$. Ea satisface cerințele de a nu depăși o eroare finală de 1% la măsurarea tensiunii. Timpul necesar pentru obținerea unei conversii este de cca 40 microsecunde. În consecință cele 500 de baterii pot fi explorate în cca 20 milisecunde. Schema bloc a convertorului se vede în fig. 5.

— O interfață între SAD și calculator, care conține două monostabile și un fanion.

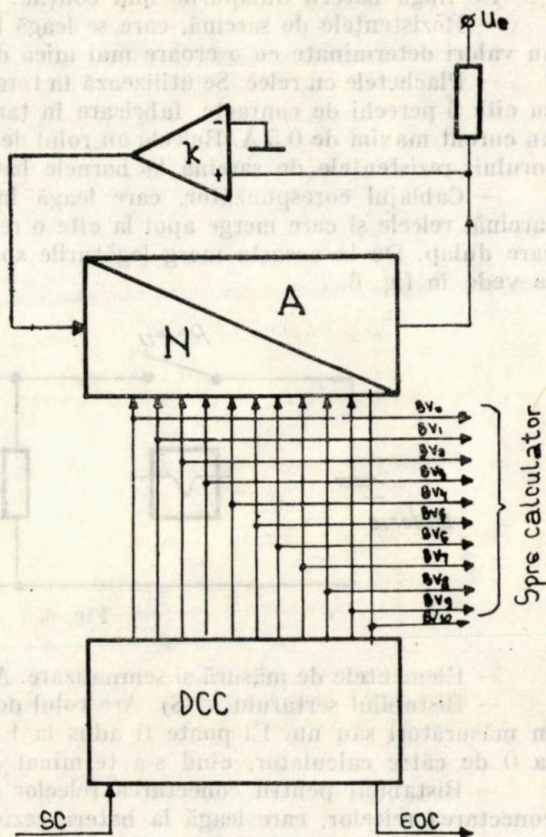


Fig. 5. Schema bloc a convertorului analog-numeric (CAN).

Ceasul numeric

Casul numeric are rolul de a determina calculatorul să înceapă, la intervale prescrise, cîte un nou ciclu de măsurări a tensiunii bateriilor și de imprimare pe hîrtie a rezultatelor. Spre a putea face acest lucru el este compus din următoarele părți:

— Ceasul propriu-zis, care funcționează cu impulsurile date de generatorul de tact al calculatorului, stabilizat cu cuarț.

— Un fanion, format dintr-un bistabil, care este adus în starea unu la intervalele prescrise. Fanionul adus pe 1 provoacă întreruperea calculatorului, care se află în așteptare și care începe astfel un nou ciclu de explorare și de tipărire.

Dulapurile pentru baterii

În total sînt 3 dulapuri. În fiecare se pot plasa 200 de baterii. Fiecare dulap conține două sertare, prin sertar înțelegînd grupul de 100 de baterii. Pentru fiecare grup de 100 de baterii, respectiv pentru fiecare sertar, există cite un grup de elemente de comandă și semnalizare. Se utilizează numai 5 sertare.

Pe lîngă baterii dulapurile mai conțin :

- Rezistențele de sarcină, care se leagă la bornele bateriilor. Rezistențele au valori determinate cu o eroare mai mică de 0,1%.

- Plachetele cu relee. Se utilizează în total 105 relee de tipul RS 73200 RC, cu cite 6 perechi de contacte, fabricate în țară. Fiecare contact poate suporta un curent maxim de 0,5 A. Releele au rolul de a conecta, la comanda calculatorului, rezistențele de sarcină la bornele bateriilor.

- Cablajul corespunzător, care leagă între ele bateriile, rezistențele de sarcină, releele și care merge apoi la cite o regletă cu 420 contacte pentru fiecare dulap. De la aceasta merg legăturile spre calculator. Schema legăturilor se vede în fig. 6.

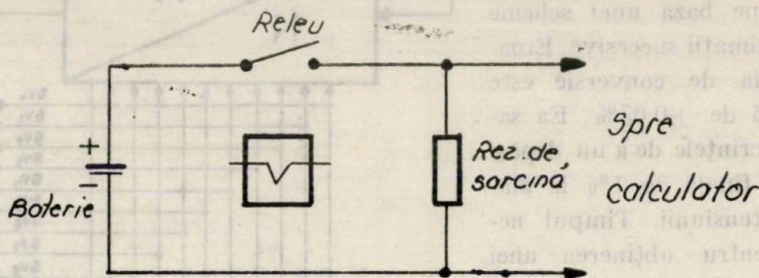


Fig. 6.

- Elementele de măsură și semnalizare. Aceste elemente sînt următoarele :

- Bistabilul sertarului (BS). Are rolul de a arăta dacă sertarul este prins în măsurători sau nu. El poate fi adus la 1 manual (în starea de lucru), iar la 0 de către calculator, cînd s-a terminat măsurătoarea.

- Bistabilul pentru conectarea releelor (BCR). Are rolul de a comanda conectarea releelor, care leagă la baterii rezistența de sarcină. Bistabilul este comandat numai de calculator, putînd fi adus la 1 sau la 0.

- Bistabilul pentru regimul de lucru (BRL). Are rolul de a arăta dacă regimul de lucru (descărcarea bateriilor) este „permanent” sau „intermitent”. El poate fi adus la 1 și la 0 numai manual, cu ajutorul unui comutator.

De fapt bistabilele respective se găsesc în dulapul calculatorului, iar în dulapurile pentru baterii se găsesc numai întrerupătoarele și diodele luminescente, care arată starea bistabilelor. Modul de conectare a elementelor sertarului se vede în fig. 7.

Sistemul de programe

Sistemul de programe asigură următoarele procese :

- Explorarea celor 500 de baterii și introducerea în memoria calculatorului a valorilor tensiunilor măsurate. Pentru aceasta : conectează și deconectează rezistențele de sarcină ; schimbă adresa bateriei și o trimite în registrul de adrese al SAD ; memorează rezultatele obținute, la adrese succesive în me-

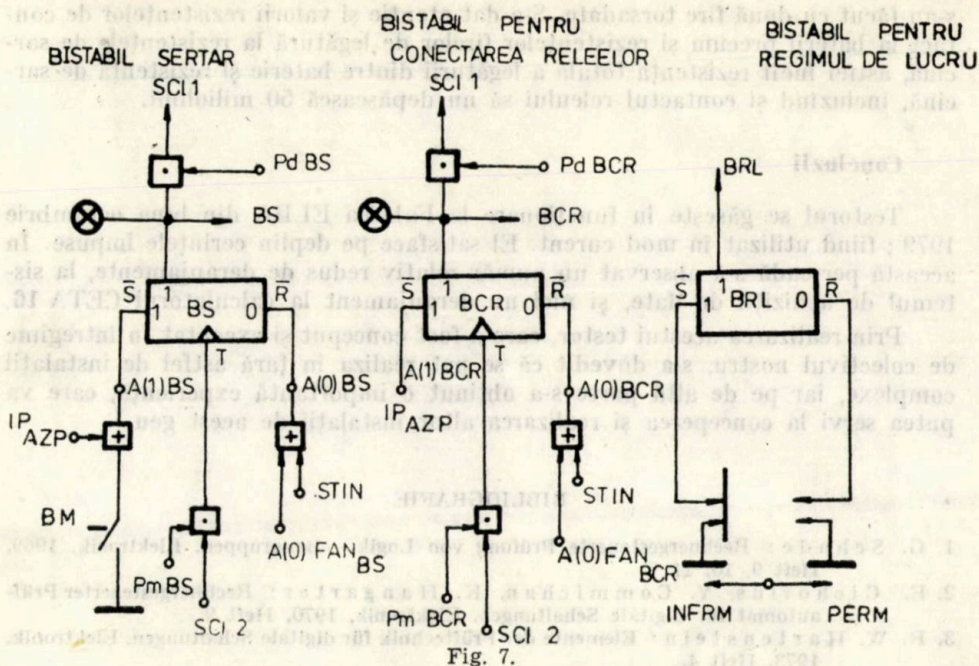


Fig. 7.

morie ; face o corecție a rezultatului, corecție necesară datorită unor erori sistematice în sistemul de achiziții de date ; explorează elementele de semnalizare ale sertarelor și ține seama de starea lor.

— Verificarea corectei funcționări a selectorului de baterii și a convertorului analog-numeric. După verificare rezultatul verificării se imprimă. Astfel operatorul vede câte intrări nu funcționează corect și când numărul lor este prea mare anunță personalul tehnic pentru înlăturarea deranjamentelor.

— Introducerea programelor de pe bandă perforată.

— Salvarea registrelor active și readucerea conținutului la loc, în cazul dispariției tensiunii rețelei, respectiv reapariției ei.

— Tipărirea rezultatelor aflate în memorie, avînd grijă ca tensiunile să fie aranjate pe grupe de 10 baterii și pe sertare. Face compararea tensiunilor ce urmează să fie tipărite cu valoarea tensiunii minim admise și dacă este mai mică decît aceasta tipărirea se face în roșu.

Aspecte tehnologice

Calculatorul CETA 16 și interfața pentru imprimantă sînt realizate în sertare și cu plachete standardizate, din tehnologia FELIX C-256. Sistemul de achiziții de date este realizat cu plachete FELIX C-256, pe care s-au montat tranzistoarele cu efect de cîmp ROS 104 sau circuitele integrate necesare, cablajului pe plachetă făcîndu-se cu fire.

S-a dat o atenție deosebită amplasării diverselor blocuri, așa fel încît legăturile să fie cît mai scurte. Legăturile mai lungi, mai ales acelea care duc impulsuri de tact, au fost realizate bifilar și s-a avut grijă ca circuitele conectate la ele să aibă puterea corespunzătoare.

De asemenea s-a dat atenție cablajului din dulapurile cu baterii. Pentru a se evita cît mai mult influența perturbațiilor, toate legăturile de la baterii

s-au făcut cu două fire torsadate. S-a dat atenție și valorii rezistențelor de contact la baterii precum și rezistențelor firelor de legătură la rezistențele de sarcină, astfel încât rezistența totală a legăturii dintre baterie și rezistența de sarcină, incluzând și contactul releului să nu depășească 50 miliohmi.

Concluzii

Testorul se găsește în funcționare la Fabrica ELBA din luna octombrie 1979; fiind utilizat în mod curent. El satisface pe deplin cerințele impuse. În această perioadă s-a observat un număr relativ redus de deranjamente, la sistemul de achiziții de date, și nici un deranjament la calculatorul CETA 16.

Prin realizarea acestui testor, care a fost conceput și executat în întregime de colectivul nostru, s-a dovedit că se pot realiza în țară astfel de instalații complexe, iar pe de altă parte s-a obținut o importantă experiență, care va putea servi la conceperea și realizarea altor instalații de acest gen.

BIBLIOGRAFIE

1. G. Schade: Rechnergesteuerte Prüfung von Logik — Baugruppen. Elektronik, 1969, Heft 9, 10, 11.
2. E. Cichorius, V. Commichan, K. Hangarter: Rechnergesteuerter Prüfautomat für digitale Schaltungen. Elektronik, 1970, Heft 9.
3. R. W. Hartenstein: Elemente der Prüftechnik für digitale Schaltungen. Elektronik, 1973, Heft 4.
4. J. Treetz, G. Hoppe, G. Hänsel: Tester 1000 — ein Messautomat für digitale integrierte Schaltkreise. Radio, Fernsehen, Elektronik, 1973, Heft 9.

TESTER FOR ELECTRIC BATTERIES

ABSTRACT

The paper presents a tester, controlled by a digital computer, for testing electric batteries, realized at the Polytechnic Institute of Timișoara. The tester can test simultaneously 500 batteries of different types, with permanent or intermittent load. The test results are printed by a numerical printer. These represent in fact the discharge curve of a battery.

The paper shows the concepts on which the testing process is based and the logic diagrams which illustrate the tester functioning. The paper also presents economic aspects connected with the use of such a tester.

TESTOR PENTRU AMPLIFICATOARE DE CITIRE

DE

AL. ROGOJAN, C. STRUGARU, M. CHECEANU, R. STOINESCU
C. NĂNASI*

1. Introducere

În lucrarea de față se prezintă un testor pentru amplificatoarele de citire utilizate în calculatorul românesc de generația 3-a, FELIX C-256. Testorul a fost realizat în anul 1974 pe baza contractului de cercetare nr. 14241, încheiat între ITC București și Institutul politehnic „Traian Vuia” Timișoara, de către Catedra de calculatoare a Facultății de electrotehnică.

Amplificatorul de citire este o componentă hibridă (fig. 1) realizată din două duble comparatoare diferențiale de tensiune, cu ieșirile conectate împreună (pentru a realiza operația logică SAU-cablat), trei condensatoare pentru decuplare și o rețea de 12 rezistențe conectate pe intrările diferențiale. Toate aceste componente sînt închise într-o capsulă de rășini epoxidice, sau plantate pe plachetă imprimată. În ambele cazuri amplificatorul de citire, prezintă 10 terminale de: alimentare, intrare, eșantionare, ieșire.

Testorul permite măsurarea următorilor parametri:

a) Parametri dinamici:

1. Timpul de propagare între intrare și ieșire. La un amplificator de citire bun, acest timp trebuie să fie mai mic de 50 ns.
2. Timpul de propagare între intrarea de eșantionare și ieșire, care trebuie să fie mai mic de 20 ns.

b) Parametri statici.

1. Nivelul de declanșare ND care trebuie să fie cuprins în domeniul: $9,5 \text{ mV} \leq ND \leq 18,5 \text{ mV}$.
2. Nivelul logic înalt care trebuie să fie $\geq 2,4 \text{ V}$.
3. Nivelul logic scăzut care trebuie să fie $\geq 0,4 \text{ V}$.
4. Curentul prin intrarea de eșantionare care trebuie să fie $\leq 10 \text{ mA}$.
5. Puterea consumată, care trebuie să fie $< 533 \text{ mW}$.

Toți acești parametri pot fi testați în circa două minute.

* Autorii sînt membri ai Catedrei de calculatoare a Institutului politehnic „Traian Vuia” din Timișoara.

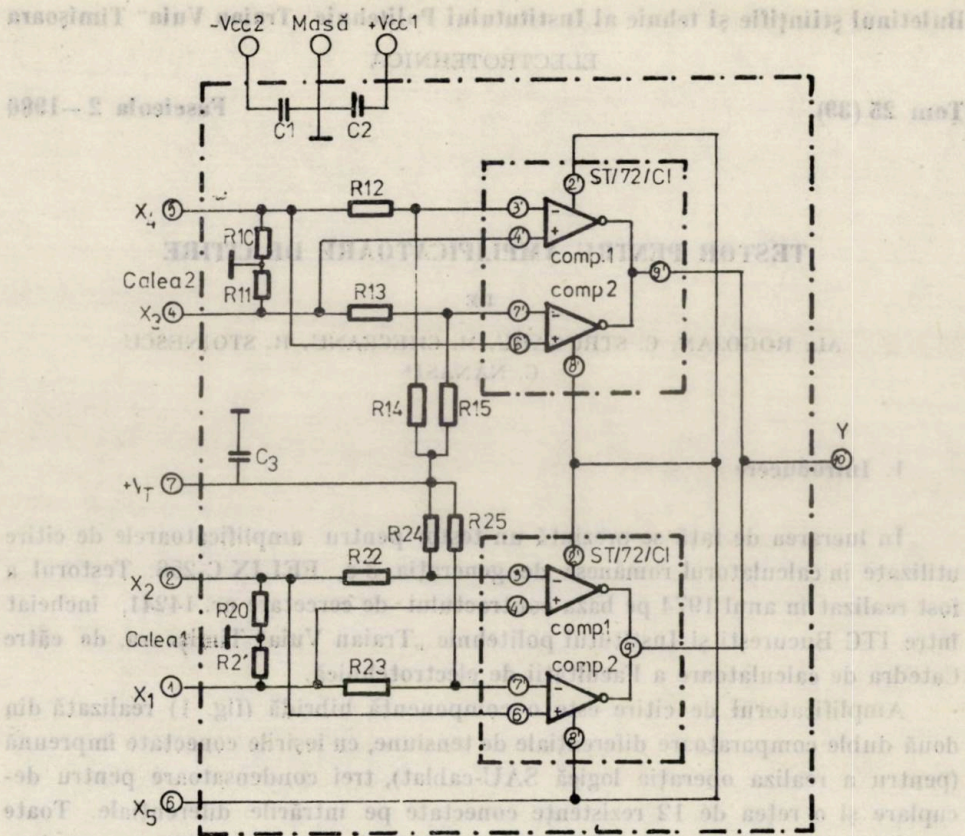


Fig. 1.

2. Principiul de funcționare al testorului

Principiul de funcționare al testorului constă în compararea valorilor reale ale parametrilor amplificatorului de citire ce trebuie să fie mășurați, cu valorile limită admise ale acestor parametri. Pentru fiecare parametru există câte un bloc separat în care se realizează testul respectiv, rezultatul fiind memorat într-un bistabil. Starea bistabilului se vizualizează printr-un bec. Becul este comandat de starea bistabilului și de un semnal rectangular cu frecvența de repetiție joasă ($w=0,7$ sec) în așa fel încât dacă parametrul testat se încadrează în limitele prescrise, becul luminează intermitent, în caz contrar stă tot timpul stins.

Măsurarea unui parametru nu se face o singură dată, ci se repetă periodic pînă cînd intervine manual operatorul și trece testorul într-un alt regim de funcționare. Prin starea becului operatorul își dă seama dacă rezultatul testului se reproduce.

Pentru testarea parametrilor statici, amplificatorul de citire se comandă cu semnale sinusoidale cu frecvența de 50 Hz, iar pentru testele dinamice, intrările amplificatorului se comandă cu impulsuri cu perioada de 2 micro-secunde.

3. Schema bloc a testorului

În fig. 2 se prezintă schema bloc a testorului. În această figură, elementul notat cu 1 este tocmai amplificatorul de citire ce se testează.

Semnalele de comandă pentru amplificatorul de citire se obțin de la elementele notate cu 2, 3 și 4. Elementul notat cu 2 generează un semnal sinusoidal, cu frecvența rețelei necesar pentru efectuarea testelor statice. Elementele

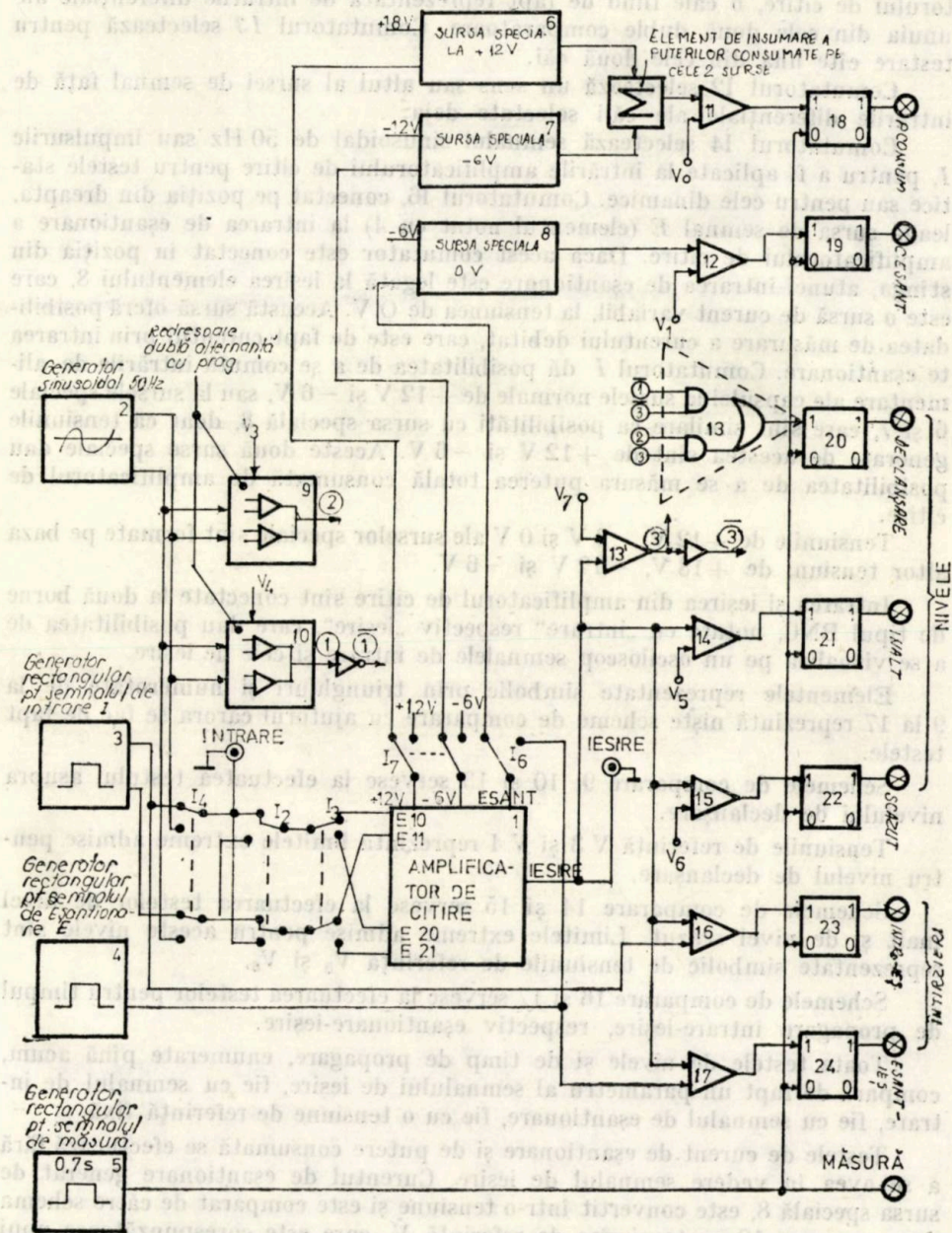


Fig. 2.

notate cu 3 și 4 generează impulsurile I respectiv E , necesare a fi aplicate intrărilor diferențiale, respectiv intrării de eșantionare a amplificatorului de citire în cazul testelor dinamice.

Elementul notat cu 5, generează un semnal rectangular de joasă frecvență, necesar pentru comanda perioadei de testare și a celei de vizualizare a rezultatelor testelor.

Cu (E_{10} , E_{11}) respectiv (E_{20} , E_{21}) sînt notate cele două căi ale amplificatorului de citire, o cale fiind de fapt reprezentată de intrările diferențiale ale unuia din cele două duble comparatoare. Comutatorul $I3$ selectează pentru testare cîte una din cele două căi.

Comutatorul $I2$ selectează un sens sau altul al sursei de semnal față de intrările diferențiale ale căii selectate deja.

Comutatorul $I4$ selectează semnalul sinusoidal de 50 Hz sau impulsurile I , pentru a fi aplicate la intrările amplificatorului de citire pentru testele statice sau pentru cele dinamice. Comutatorul $I6$, conectat pe poziția din dreapta, leagă sursa de semnal E (elementul notat cu 4) la intrarea de eșantionare a amplificatorului de citire. Dacă acest comutator este conectat în poziția din stînga, atunci intrarea de eșantionare este legată la ieșirea elementului 8, care este o sursă de curent variabil, la tensiunea de 0 V. Această sursă oferă posibilitatea de măsurare a curentului debitat, care este de fapt curentul prin intrarea de eșantionare. Comutatorul I dă posibilitatea de a se comuta intrările de alimentare ale capsulei la sursele normale de +12 V și -6 V, sau la sursele speciale 6 și 7, care sînt similare ca posibilități cu sursa specială 8, doar că tensiunile generate de acestea sînt de +12 V și -6 V. Aceste două surse speciale dau posibilitatea de a se măsura puterea totală consumată de amplificatorul de citire.

Tensiunile de +12 V, -6 V și 0 V ale surselor speciale sînt formate pe baza altor tensiuni de +18 V, -12 V și -6 V.

Intrarea și ieșirea din amplificatorul de citire sînt conectate la două borne de tipul BNC, notate cu „intrare” respectiv „ieșire”, care dau posibilitatea de a se vizualiza pe un osciloscop semnalele de intrare și cele de ieșire.

Elementele reprezentate simbolic prin triunghiuri și numerotate de la 9 la 17 reprezintă niște scheme de comparare cu ajutorul cărora se fac de fapt testele.

Schemele de comparare 9, 10 și 13 servesc la efectuarea testului asupra nivelului de declanșare.

Tensiunile de referință $V3$ și $V4$ reprezintă limitele extreme admise pentru nivelul de declanșare.

Schemele de comparare 14 și 15 servesc la efectuarea testelor de nivel înalt și de nivel scăzut. Limitele extreme admise pentru aceste nivele sînt reprezentate simbolic de tensiunile de referință $V5$ și $V6$.

Schemele de comparare 16 și 17 servesc la efectuarea testelor pentru timpul de propagare intrare-ieșire, respectiv eșantionare-ieșire.

Toate testele de nivele și de timp de propagare, enumerate pînă acum, compară de fapt un parametru al semnalului de ieșire, fie cu semnalul de intrare, fie cu semnalul de eșantionare, fie cu o tensiune de referință fixă.

Testele de curent de eșantionare și de putere consumată se efectuează fără a se avea în vedere semnalul de ieșire. Curentul de eșantionare generat de sursa specială 8, este convertit într-o tensiune și este comparat de către schema de comparare 12 cu tensiunea de referință $V1$ care este corespunzătoare unui curent maxim admisibil de 10 mA.

Schema de comparare 11 este o schemă mai complexă, ce dă o tensiune proporțională cu puterea totală consumată de către amplificatorul de citire și o compară cu tensiunea V_0 , care reprezintă puterea consumată maxim admisibilă pentru capsulele ST/90/CI adică 533 mW. Curenții prin sursele speciale 6 și 7, convertiți în tensiuni, vor servi la determinarea puterii pe fiecare sursă, după care se face însumarea. Acest lucru este posibil întrucît nu numai curenții ci și tensiunile sînt cunoscute și anume acestea sînt de $+12\text{ V}$ și -6 V .

Rezultatele tuturor testelor sînt memorate în bistabilele 18–24. Fiecărui parametru testat îi corespunde deci un bistabil, iar fiecărui bistabil îi corespunde un bec de semnalizare.

Dacă un parametru testat este corect, atunci becul corespunzător parametrului respectiv, iluminează intermitent altfel becul stă tot timpul stins.

În cazul în care toți parametrii testați simultan (statici sau dinamici) sînt în afara limitelor prescrise, becurile corespunzătoare rămîn stinse. Există însă un bec suplimentar notat „MĂSURA” care iluminează intermitent atît timp cît durează testele, indicînd starea de măsură a testorului.

În starea de așteptare, cînd nu se efectuează nici un test toate becurile stau aprinse. În acest fel se face o verificare a funcționării bistabilelor de memorie, a circuitelor de comandă a becurilor, precum și a becurilor.

Cutia cu palpatoare, întrerupătoarele basculante bornele BNC și becurile de semnalizare se află pe panoul frontal, iar restul elementelor, descrise mai sus, se află în interiorul testorului pe plachetele de circuite.

4. Realizarea practică a testorului ; circuitele

Schemele electronice ale testorului, cu funcții de comandă sau de testare sînt realizate practic pe 7 plachete tip FELIX C-256 pe care sînt implantate circuite integrate și componente discrete, iar cablajele sînt executate cu fire.

Schemele tuturor plăcilor, listele de implantare și cablaj sînt prezentate în cartea tehnică a aparatului [1].

Aparatul este în exploatare la beneficiar, și a dat satisfacție din toate punctele de vedere.

Aici vom prezenta doar cîteva scheme mai interesante și anume :

– *Schema bloc de testare a puterii consumate :*

În cele de mai jos vom arăta cum se deduce expresia pe baza căreia apoi, prin circuite vom determina puterea totală consumată de amplificatorul de citire și faptul dacă este sub limita admisă sau nu. Capsula ST/90/CI este alimentată la 2 tensiuni : $+12\text{ V}$ și -6 V , avem relația :

$$PC = 12 \cdot I_{12} + 6 \cdot I_6 \quad (1)$$

unde : PC – puterea consumată

I_{12}, I_6 – curenții prin sursele speciale de $+12\text{ V}$ respectiv -6 V .

Puterea consumată trebuie să fie cel mult egală cu puterea maxim admisă – PC_{max} .

$$PC \leq PC_{max} \quad (2)$$

Măsurarea curenților I_{12} și I_6 se face indirect, transformîndu-i în niște tensiuni U_{12} și U_6 , unde :

$$U_{12} = m_1 I_{12} \text{ și } U_6 = m_2 I_6 \quad (3)$$

m_1 și m_2 avînd dimensiuni de rezistențe.

Din (1) și (2) rezultă :

$$I_{12} \leq \frac{PC_{max}}{12} - \frac{1}{2} I_6 \quad (4)$$

introducând (3) în (4) rezultă :

$$\frac{U_{12}}{m_1} \leq \frac{PC_{max}}{12} - \frac{1}{2} \frac{U_6}{m_2} \quad (5)$$

de unde :

$$U_{12} \leq \frac{PC_{max}}{12} \cdot m_1 - \frac{1}{2} \frac{m_1}{m_2} \cdot U_6 \quad (6)$$

introducând notațiile :

$$V_0 = \frac{PC_{max}}{12} \cdot m \text{ și } m = m_1 = m_2 \quad (7)$$

în continuare (6) devine :

$$U_{12} \leq V_0 - \frac{1}{2} U_6 \quad \left. \begin{array}{l} \text{Un comparator diferențial de tensiune} \\ \text{compară } U_{12} \text{ cu diferența } V_0 - \frac{1}{2} U_6 \end{array} \right\}$$

unde de fapt :

U_{12} — tensiune proporțională cu I_{12}

U_6 — tensiune proporțională cu I_6

V_0 — tensiune constantă, care depinde de PC_{max}

Schema bloc a circuitelor de testare a puterii consumate se află în fig. 3.

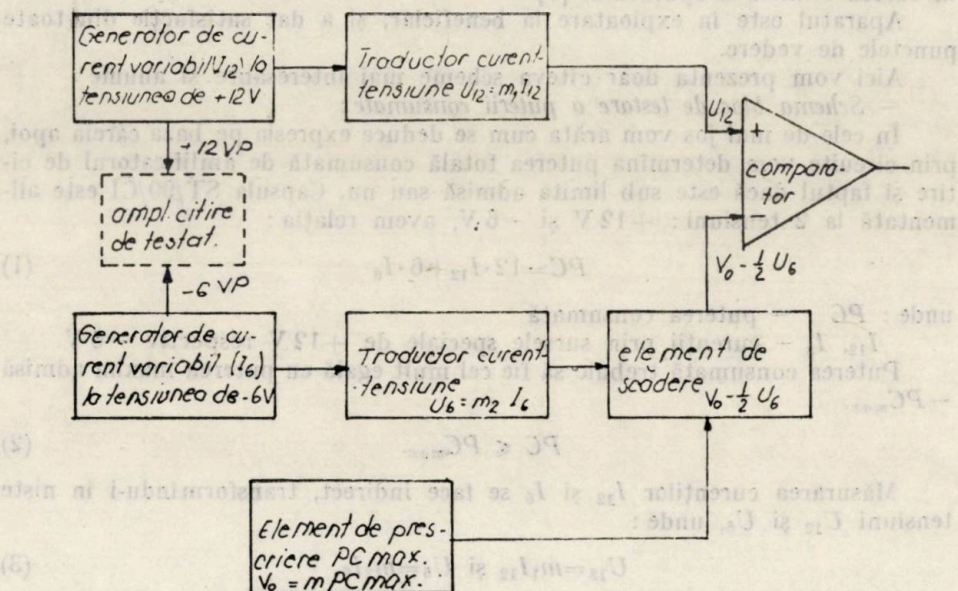


Fig. 3.

Se observă că relația:

$$PC_{max} = 12 \cdot I_{12} + 6 \cdot I_6$$

unde PC_{max} este o constantă (533 mW) reprezintă ecuația unei drepte în coordonatele (I_{12} , I_6). Această dreaptă are următoarele puncte de intersecție cu axele de coordonate:

$$I_{12} = 0 \text{ mA}, I_6 = 533/6 = 89 \text{ mA} \text{ și } I_6 = 0 \text{ mA}, I_{12} = 533/12 = 44,5 \text{ mA}$$

Întrucât în fig. 4 axa pentru I_{12} începe la $I_6 = 18 \text{ mA}$, trebuie la trasarea dreptei să calculăm pe I_6 pentru acest curent. Avem:

$$I_6 = (533 - 12 \cdot 18)/6 = 53 \text{ mA}.$$

Blocul de testare a puterii consumate nu poate realiza o caracteristică liniară decât între anumite limite. Acest fapt se datorește caracteristicii generatoarelor de curent, care pentru curenți mari nu-și mai păstrează constantă tensiunea de ieșire.

Curba PC_{max} reală, din fig. 4 s-a ridicat determinând curenții I_{12} și I_6 pentru care comparatorul CI_1 basculează. La reglaje s-a ținut cont de neliniaritatea amintită și s-a căutat să se suprapună curba reală peste dreapta calculată

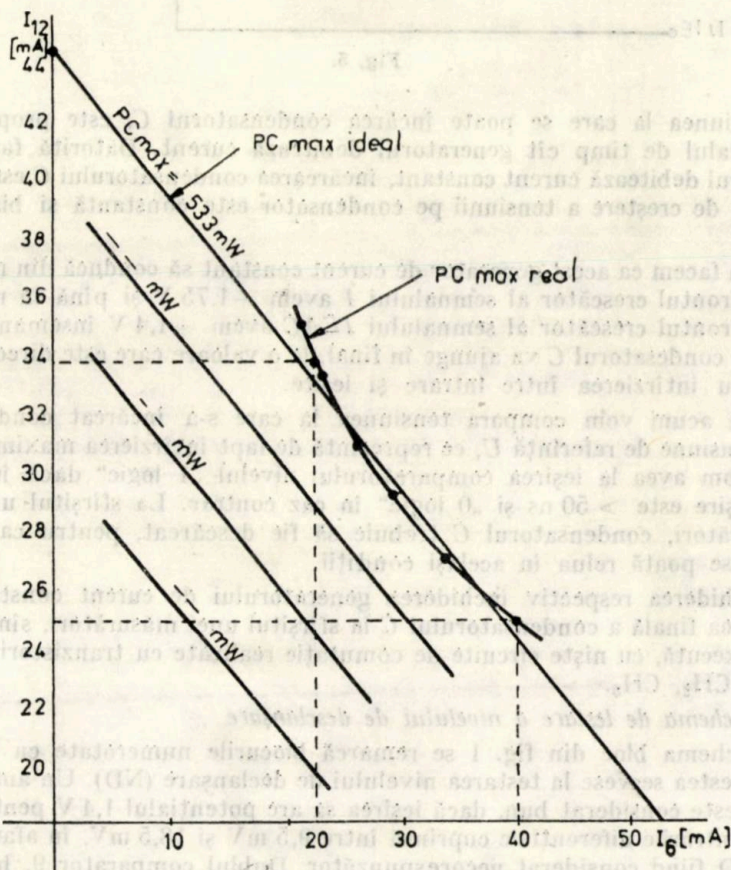


Fig. 4.

în așa fel încât să se extindă cât mai mult zona de lucru a blocului de testare, în limitele unei erori maxime de $\pm 1\%$.

– *Schema bloc de testare a timpului de întârziere*

Întârzierea între semnalele I (intrare) și $IEAC$ (ieșire) trebuie să fie mai mică de 50 ns. Compararea întârzierii reale cu această valoare limită se face cu ajutorul schemei din fig. 5.

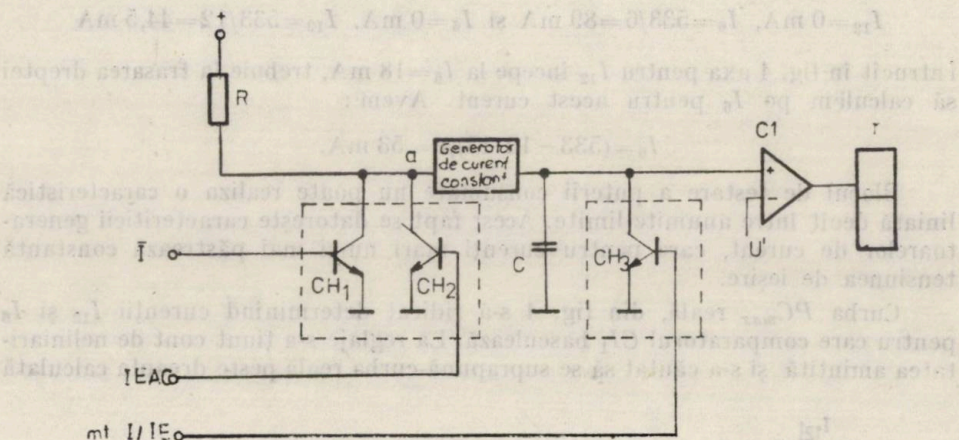


Fig. 5.

Tensiunea la care se poate încărca condensatorul C , este proporțională cu intervalul de timp cît generatorul debitează curent. Datorită faptului că generatorul debitează curent constant, încărcarea condensatorului C este liniară, iar panta de creștere a tensiunii pe condensator este constantă și bine determinată.

Dacă facem ca acest generator de curent constant să conducă din momentul cînd pe frontul crescător al semnalului I avem $+1,75\text{ V}$ și pînă în momentul cînd pe frontul crescător al semnalului $IEAC$ avem $+1,4\text{ V}$ înseamnă că tensiunea pe condensatorul C va ajunge în final, la o valoare care este direct proporțională cu întârzierea între intrare și ieșire.

Dacă acum vom compara tensiunea la care s-a încărcat condensatorul C cu o tensiune de referință U , ce reprezintă de fapt întârzierea maximă admisă (50 ns) vom avea la ieșirea comparatorului nivelul „1 logic” dacă întârzierea intrare-ieșire este $> 50\text{ ns}$ și „0 logic” în caz contrar. La sfîrșitul unei astfel de măsurători, condensatorul C trebuie să fie descărcat, pentru ca măsurătorile să se poată relua în același condiții.

Deschiderea respectiv închiderea generatorului de curent constant ca și descărcarea finală a condensatorului C la sfîrșitul unei măsurători, sînt operații care se execută, cu niște circuite de comutație realizate cu tranzistori și notate cu CH_1 , CH_2 , CH_3 .

– *Schema de testare a nivelului de declanșare*

În schema bloc din fig. 1 se remarcă blocurile numerotate cu 9, 10, 13 și 13'. Acestea servesc la testarea nivelului de declanșare (ND). Un amplificator de citire este considerat bun, dacă ieșirea sa are potențialul $1,4\text{ V}$ pentru o tensiune pe intrările diferențiale cuprinsă între $9,5\text{ mV}$ și $18,5\text{ mV}$, în afara acestor limite, ND fiind considerat necorespunzător. Dublul comparator 9, basculează pentru o tensiune de intrare corespunzătoare pragului minim de $9,5\text{ mV}$, pentru

ambele sensuri ale tensiunii de intrare. Ieșirea sa este notată cu ①. Dublul comparator 10 basculează pentru o tensiune de intrare corespunzătoare pragului maxim de 18,5 mV pentru ambele sensuri ale tensiunii de intrare. Ieșirea sa este notată cu ②. Coparatorul 13' basculează atunci cînd tensiunea de la ieșirea amplificatorului de citire (IEAC) atinge valoarea de 1,4 V. Ieșirea sa este notată cu ③.

În fig. 6 se prezintă diagramele de impulsuri ce servesc la stabilirea ecuației logice pentru verificarea ND. Tot aici sînt și comentariile strict necesare.

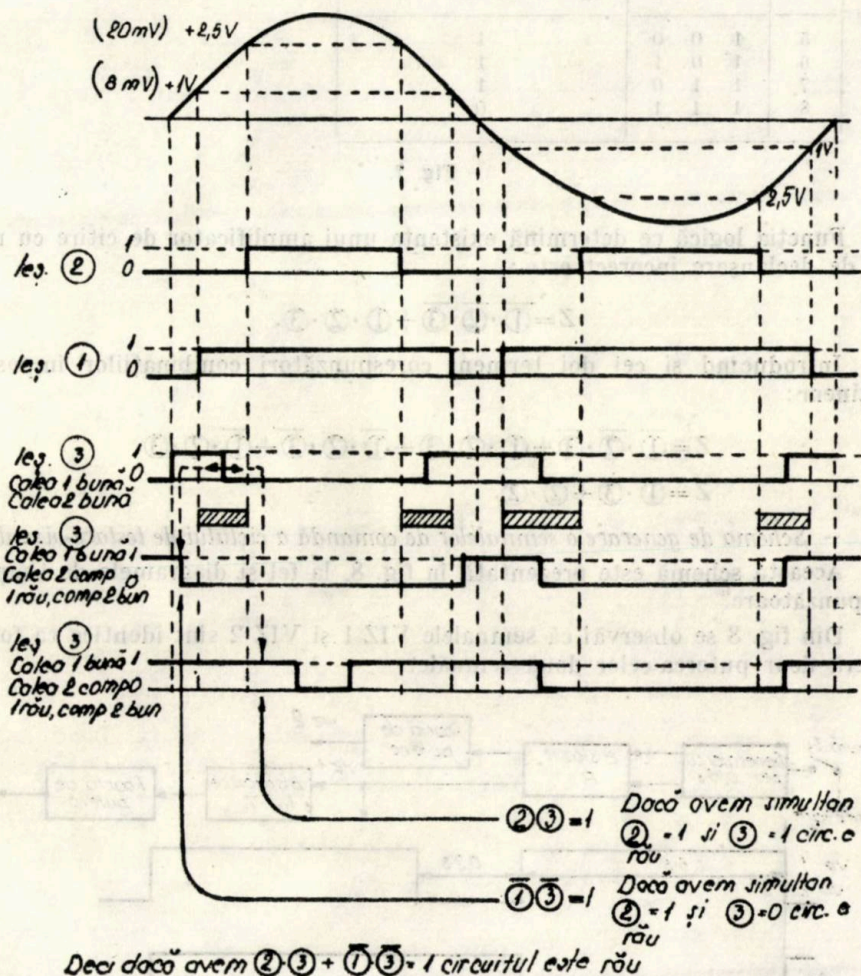


Fig. 6.

În fig. 7 este prezentat un tabel ce descrie sintetic toate cazurile posibile de nivele de declanșare corecte sau incorecte, analizate pe baza combinațiilor ieșirilor ①, ②, ③. Funcția Z arată starea amplificatorului de citire din punct de vedere al nivelului de declanșare.

Funcția Z este realizată în cadrul fig. 1 cu ajutorul schemei notate cu 13.

Nr. crt.	①	③	②	Funcția Z
1	0	0	0	0
2	0	0	1	1
3	0	1	0	Se vede din fig. 6 că nu putem avea ①=0 și ②=1 simultan
4	0	1	1	
5	1	0	0	1
6	1	0	1	1
7	1	1	0	1
8	1	1	1	0

Z=0 înseamnă ampl. rău
Z=1 înseamnă ampl. bun

Fig. 7.

Funcția logică ce determină existența unui amplificator de citire cu nivelul de declanșare incorect este :

$$Z = \overline{①} \cdot \overline{②} \cdot \overline{③} + ① \cdot ② \cdot ③.$$

Introducând și cei doi termeni corespunzători combinațiilor imposibile obținem :

$$Z = \overline{①} \cdot \overline{②} \cdot \overline{③} + ① \cdot ② \cdot \overline{③} + \overline{①} \cdot ② \cdot \overline{③} + \overline{①} \cdot \overline{②} \cdot ③$$

$$Z = ① \cdot ③ + ② \cdot ②.$$

— Schema de generare a semnalelor de comandă a ciclului de testare-vizualizare

Această schemă este prezentată în fig. 8, la fel și diagramele de timp corespunzătoare.

Din fig. 8 se observă că semnalele VIZ 1 și VIZ 2 sînt identice ca formă, diferă doar puterea celor două semnale.

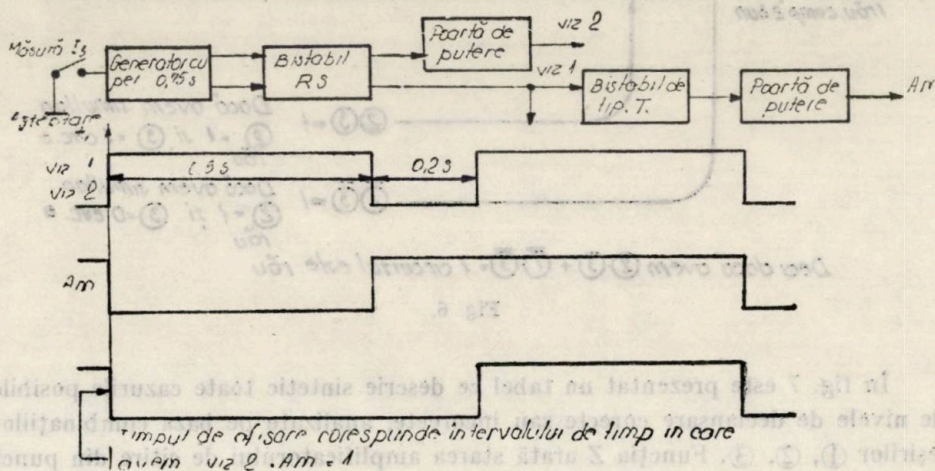


Fig. 8.

În momentul cînd $A_m=1$, se autorizează măsurătorile, adică mărimile corespunzătoare rezultatului măsurătorii să se introducă în bistabilele de memorare a rezultatului. Numai după ce testorul a efectuat un mare număr de măsurători (în timpul celor 0,2 s) și bistabilele de memorare au ajuns în stări corespunzătoare cu rezultatele testelor semnalul (VIZ 2 Am) trece de la „0” logic la „1” logic. Din acest moment, becurile de vizualizare a rezultatelor testelor vor lumina 0,5 s sau vor rămîne stinse, în funcție de starea bistabilelor de memorare corespunzătoare, de fapt în funcție de rezultatele testelor. Întrucît fenomenele descrise mai sus sînt periodice becurile corespunzătoare testelor cu rezultat corect vor lumina intermitent, restul vor rămîne stinse.

Este interesant de arătat și modul cum este realizat un bistabil de memorare oarecare. Acesta este prezentat în fig. 9.

X	Y	Z	A	B
0	0	1	0	1
0	1	1	starea anterioară	
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0

A = ieșirea de /1

B = ieșirea de 0

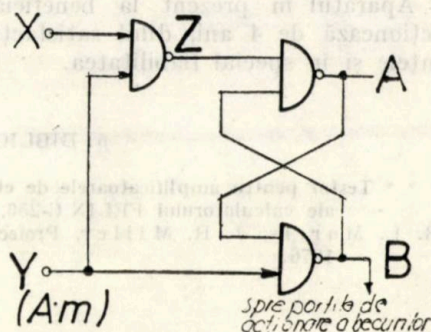


Fig. 9.

Bistabilul RS cu poarta de comandă din fig. 9 este descris ca funcționare cu ajutorul tabelului de combinații, alăturat.

Cînd $X=0$ și $Y=0$ bistabilul se află în starea 0. Dacă Y trece acum din 0 în 1, bistabilul rămîne în 0.

Cînd $X=1$ și $Y=1$ bistabilul se află în starea 1. Dacă X trece acum din 1 în 0, bistabilul rămîne în 1.

Prin urmare cînd la intrare se ajunge la valorile $X=0$ și $Y=1$ prin schimbarea nivelului la o singură intrare bistabilul rămîne în starea în care a fost înainte de schimbare. În cazul în care s-ar încerca să se facă la intrare schimbarea simultan la ambele intrări, adică de la valorile $X=1$ și $Y=0$ s-ar trece la $X=0$ și $Y=1$, starea bistabilului depinde de combinația care rezultă mai întîi (riguros simultan nu se poate realiza schimbarea).

Proprietatea descrisă mai sus de a rămîne bistabilul în starea precedentă cînd trecem la intrări în starea $X=0$ și $Y=1$ este foarte importantă deoarece în acest bistabil se memorează rezultatul testării în vederea vizualizării. Pe parcursul testării se întîmplă că în timpul cît se autorizează măsurarea, adică semnalul $A_m=1$, semnalul care corespunde lui $Y=1$, rezultatul testării $X=1$ să-și schimbe valoarea în $X=0$ în acest caz însă bistabilul nu-și schimbă starea ci rămîne pe un corespunzător valorii inițiale a lui X care a fost egală cu 1.

Trecerea în starea $X=0$ și $Y=1$ se poate face din starea $X=1$; $Y=1$ prin trecerea lui X pe zero, cum am prevăzut. Dar aceasta se poate face și din starea $X=0$; $Y=0$ prin trecerea lui Y pe 1. Această situație din urmă corespunde momentului cînd $A_m=Y$ trece în unu. Este evident că această trecere nu trebuie să schimbe starea bistabilului, ceea ce se și întîmplă.

Pentru memorarea rezultatelor testoarelor se folosește o astfel de schemă din două motive.

1. În starea de „AȘTEPTARE” a testorului, bistabilul de memorare rămâne în starea „0 logic” indiferent de valoarea semnalului X (rezultatul testului) și cum legătura mai departe a făcută de la ieșirea de zero avem aici potențialul ridicat adică 1. În această situație și becul corespunzător stă tot timpul aprins.

2. Acest tip de bistabil nu are o stare nedeterminată, ca de exemplu bistabilul „RS — fără poartă de comandă” (latch).

5. Concluzii

Aparatul în prezent la beneficiar (ITC București, filiala Timișoara) funcționează de 4 ani, dând satisfacție deosebită în ceea ce privește performanțele și în special fiabilitatea.

6. BIBLIOGRAFIE

1. * * * Testor pentru amplificatoarele de citire ST/90/CI folosite în blocurile de memorie ale calculatorului FELIX C-256, IPTVT — 1974, Catedra de calculatoare.
2. R. L. Morris, J. R. Miller. Proiectarea cu circuite integrate TTL, ET. București 1976.

A TESTER FOR SENSE AMPLIFIERS

ABSTRACT

The paper presents the logic circuits for checking 7 parameters of the sense amplifiers used in the main memory of the FELIX C-256 computer.

The text describes in detail the following:

- circuits for the power consumption test;
- circuits for the delay time test;
- circuits for the sensitivity level test;
- circuits for control signals generation.

The tester has been built under a contract with I.T.C. Timișoara. It is currently used in the production line and gives full satisfaction.

INTERFAȚA PROGRAMABILĂ PENTRU MINIIMPRIMANTĂ SEIKO MODEL 104

DE

C. STRUGARU, I. JURCA

1. Introducere

Scopul urmărit în cadrul lucrării este de a arăta cum microprocesorul 8080, prin intermediul unei interfețe simple, comandă miniimprimanta SEIKO MODEL 104 asigurând orice format de tipărire dorit. Se descrie modul de funcționare al interfeței și programele necesare pentru tipărire.

În [1] se analizează modul de funcționare și semnalele pe care le generează miniimprimanta SEIKO și din acest motiv se renunță în cadrul lucrării de față la prezentarea acestor elemente, necesare de altfel înțelegerii modului în care decurge procesul de tipărire.

Schema interfeței a fost proiectată având în vedere următoarele considerente. În primul rând să se asigure un preț de cost cât mai scăzut. În al doilea rând să nu se folosească circuitele specializate pentru astfel de aplicații, de genul circuitului 8255. În al treilea rând s-a admis că în timpul tipăririi microprocesorul 8080 nu este solicitat să facă față și altor sarcini și din acest motiv deservirea interfeței de către 8080 să nu se facă prin intermediul întreruperilor.

2. Modul de funcționare al interfeței

Plecând de la considerentele de mai sus și de la soluția propusă în [2], s-a ajuns la schema din fig. 1, al cărui mod de funcționare este următorul. Microprocesorul 8080 citește tot timpul starea semnalelor R și T . În momentul când constată că $R=T=1$ trece la un subprogram în care pregătește cei doi octeți, OCTET I și OCTET II, pe care îi încarcă succesiv, în cele două circuite de ieșire 8212 sub acțiunea semnalelor de comandă SCR 1 și SCR 2. În continuare 8080 așteaptă următorul semnal T care marchează momentul când trebuie alimentați electromagneții ciocănelelor de tipărire. În acest timp ieșirile circuitelor 8212 se găsesc în starea unu, deoarece $MOD\ 2=MOD\ 1=0$ și cum semnalele de ieșire sînt inversate nici-un electromagnet nu va fi alimentat. În momentul când următorul semnal T devine unu, 8080 comandă, cu semnalul SCR 3, trecerea bistabilului M în starea unu. Prin aceasta $MOD\ 2$ devine unu și dacă bitul TIP din octetul II a fost programat să fie zero atunci și $MOD\ 1=1$. În acest regim la ieșirile circuitelor 8212 se transmite starea octetelor I și II, astfel că bitul 3 de exemplu, dacă a fost programat pe zero va face ca electromagnetul coloanei 3 să fie alimentat. Bitul notat cu AV comandă electromagnetul de avans al hîrtiei și cel notat cu ROȘU comandă electromagnetul de schimbare a panglicii pe roșu. La tipărire este necesar ca $ROȘU=AV=1$ și $TIP=0$.

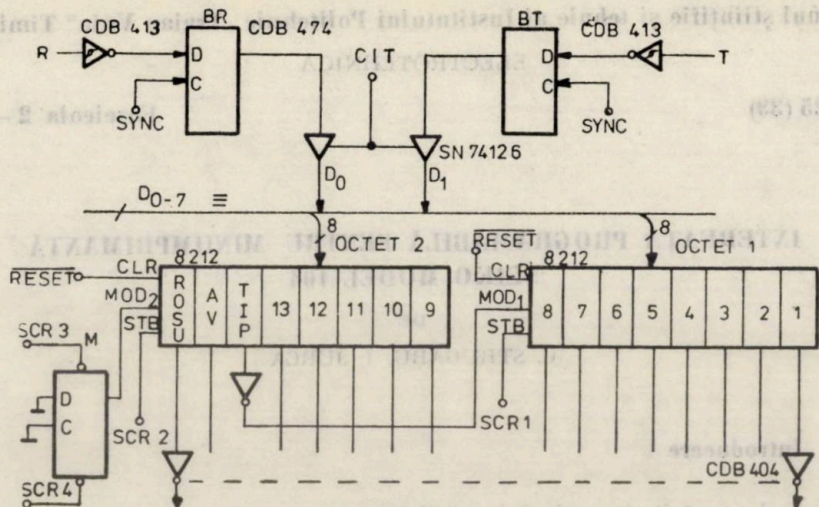


Fig. 1. Schema interfeței cu miniimprimanta.

Microprocesorul așteaptă următorul semnal T , care marchează momentul întreruperii alimentării electromagneților de tipărire, cind sub acțiunea semnalului SCR 4 readuce bistabilul MOD în starea zero. Prin aceasta MOD 2 devine zero și ieșirile celui de al doilea circuit 8212 trec în starea de impedanță ridicată, ceea ce face ca și MOD 1 să devină zero. Astfel se obține ca semnalele de comandă a tuturor electromagneților să treacă în starea zero.

Pentru a realiza avansul hirtiei sau deplasarea panglicii pe roșu, 8080 pregătește și încarcă în schema de interfață numai octetul II. Pentru avans numai bitul AV va fi zero și restul în starea unu iar pentru trecerea pe roșu numai bitul ROȘU va fi zero restul fiind în starea unu. Alimentarea electromagneților de avans a hirtiei și de trecere pe roșu trebuie să dureze 25 milisec. După poziționarea pe unu a bistabilului MOD, 8080 parcurge o subrutină care dă o întârziere de 25 milisec., după care comandă revenirea lui MOD în starea zero.

Circuitele pentru obținerea semnalelor de comandă din cadrul interfeței nu s-au desenat în fig. 1. Se vor da numai ecuațiile logice pentru aceste semnale făcînd însă mai întîi următoarele precizări. Realizarea operațiilor de intrare și ieșire, în sistemul folosit pentru comanda interfeței, se face prin procedeul „mapped I/O” rezervînd în acest scop bitul A 15 din adresă. Selecția perifericelor se face prin procedeul de „selecție liniară”, interfața miniimprimantei avînd rezervat bitul A 11.

$$CIT = I/OR \text{ (MM)} \cdot A 11$$

$$SCR 1 = I/OW \text{ (MM)} \cdot A 11 \cdot A 0$$

$$SCR 2 = I/OW \text{ (MM)} \cdot A 11 \cdot A 1$$

$$SCR 3 = \overline{I/OW \text{ (MM)}} \cdot A 11 \cdot A 2$$

$$SCR 4 = \overline{I/OW \text{ (MM)}} \cdot A 11 \cdot A 3 \cdot RESET$$

unde

$$I/OR \text{ (MM)} = \overline{MEMR} \cdot DBIN \cdot A 15$$

$$I/OW \text{ (MM)} = (\overline{WR}) \cdot A 15$$

Starea semnalelor R și T se înscrie sincron cu semnalul SYNC în două bistabile, pentru a elimina posibilitatea ca CIT, care depinde de DBIN, să poziționeze pe liniile D_0 și D_1 stări parțiale ale semnalelor R și T .

Circuitele pentru amplificarea semnalelor R , T și cele necesare pentru alimentarea electromagneților sînt aceleași cu cele prezentate în [1].

În schema din fig. 1 cele două circuite 8212 pot fi înlocuite cu 4 registre de tipul CDB 495. În acest caz ieșirile acestor registre vor fi trecute prin porți comandate de bistabilul M . Cînd $M=0$ ieșirile porților SI vor fi zero și cînd $M=1$ la ieșirile porților se transmite starea registrelor CDB 495.

3. Programele necesare tipăririi

La scrierea programelor de tipărire s-a ținut cont de o aplicație în care imprimanta numerică SEIKO model 104 comandată de microprocesorul 8080 va fi folosită. Programele au fost însă organizate modular, astfel încît să se asigure pe de o parte o flexibilitate cît mai mare în stabilirea formatului de tipărire, iar pe de altă parte să se izoleze ușor zonele care urmează a fi modificate cînd se schimbă aplicația.

Nucleul setului de programe îl constituie subprogramul TIPRIND, lung de 133 octeți, care realizează următoarele :

- urmărirea stării imprimantei, pentru a identifica începutul unei rotații a tamburului și apoi apariția unei noi generatoare cu caractere în fața ciocănelor imprimantei ;

- pregătirea informației (măștii de tipărire) ca urmează a fi înscrisă în OCTET 1 și OCTET 2 (v. fig. 1), pentru fiecare generatoare cu caractere ;

- comanda electromagneților ciocănelor de tipărire ;

- avansul hîrtiei la rîndul următor cînd s-a terminat imprimarea unui rînd.

Un alt subprogram denumit ABRIR, servește la acționarea electromagnetului pentru panglica roșie sau la deplasarea hîrtiei cu un rînd (pentru a realiza spații între rîndurile tipărite). Selectarea uneia din cele două funcții se face printr-un parametru transmis de programul apelant în registrul A al microprocesorului. Se reamintește că panglica revine în poziție normală (negru) după imprimarea rîndului înaintea căruia a avut loc trecerea la roșu. Lungimea subprogramului ABRIR este de 52 octeți.

Se mai folosește un subprogram numit DELAY 25, lung de 12 octeți, care realizează prin numărare o întîrziere de 25 ms, necesară pentru acționarea corectă a electromagneților.

Pentru o anumită aplicație urmează a fi apoi scris programul principal care să aducă succesiv în tamponul imprimantei creat în RAM, datele ce se vor tipări pe un rînd și să apeleze subprogramului TIPRIND. Tot programul principal va stabili formatul de tipărire, apelînd în punctele dorite subprogramul ABRIR. Un asemenea program nu va fi discutat mai departe în cadrul acestei lucrări. Se precizează numai că într-o aplicație în care a fost necesar să se tipărească un rînd cu panglică roșie, să se avanseze peste un rînd, să se tipărească 8 rînduri de date și apoi să se lase trei rînduri libere, programul principal a avut lungimea de 62 octați.

Toate lungimile de programe indicate mai sus se referă la partea de cod ; nu s-a luat în considerare zonele de date folosite de fiecare program.

Va fi prezentată acum în detaliu porțiunea de subprogramul TIPRIND prin care se formează și se transmite în OCTET 1 și OCTET 2 informația pentru comanda electromagneților, adică masca de tipărire. Ordinograma corespunzătoare este prezentată în fig. 2, iar fig. 3 servește la explicarea procedurii

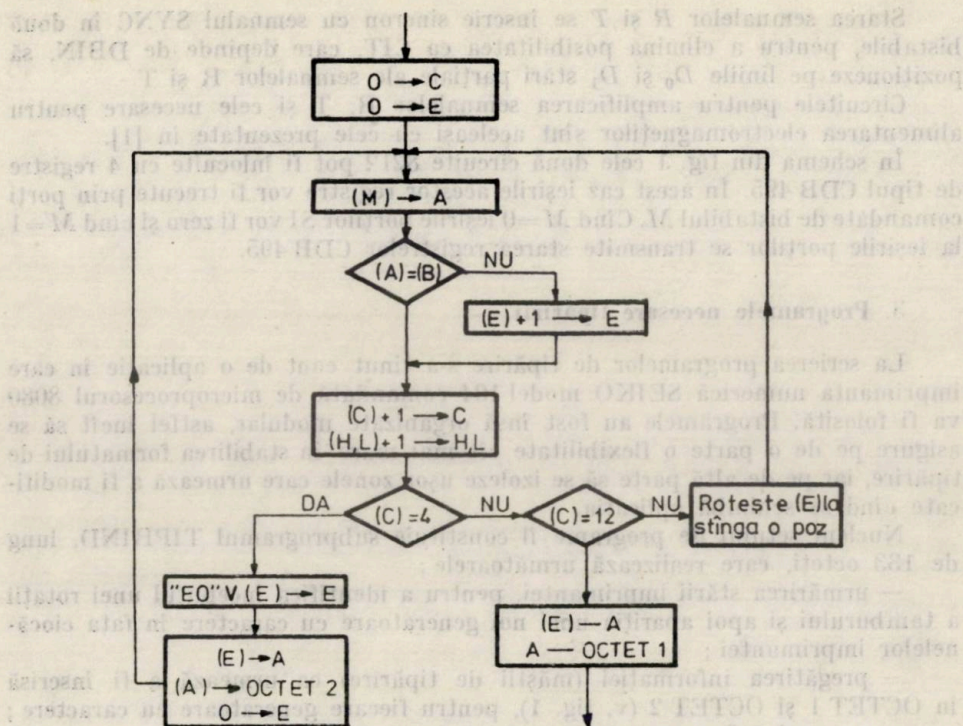


Fig. 2. Ordinograma pentru pregătirea de tipărire.

folosit. Trebuie reținut că subprogramul TIPRÎND pregătește o mască de numai 12 biți, în loc de 13, cite coloane de tipărire are imprimanta. Această particularitate este legată de aplicația pentru care s-a conceput programele, dar nu influențează generalitatea procedurii. La scrierea efectivă a codului pentru 8080 s-a mai ținut cont că în această aplicație bitul 15 din OCTET 2 este nefolosit, iar biții de comandă ROȘU, AV, TIP sînt deplasați cu o poziție spre dreapta.

Pentru urmărirea ordinogramei din fig. 2 se precizează că registrele microprocesorului sînt folosite astfel :

- registrul B indică ce generatoare (cifră) se află în fața ciocănelor ;
- registrul C indică numărul de cifre dintr-un rînd care au fost deja comparate cu cifra de pe generatoare ;
- registrul E servește la formarea măștii ;
- registrele H, L indică adresa curentă în tamponul imprimantei.

Așa cum rezultă din fig. 3, pentru fiecare generatoare (cifră) trebuie pregătită o mască în care se va găsi 0 în pozițiile unde trebuie să apară cifra respectivă și 1 în toate celelalte poziții.

Informația de tipărit

Masca pentru 0

Masca pentru 1

Masca pentru 2

Masca pentru 3

1 2 3 1 1 1 0 2 1 2 3 3

1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1

0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 1

1 0 1 1 1 1 1 0 1 0 1 1

1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0

Fig. 3. Formarea măștilor de tipărire.

Inițial, registrul E este pus pe zero. Apoi se aduc succesiv din tamponul imprimantei în registrul A cifrele care trebuie tipărite pe un rând. Se compară cifra adusă cu conținutul registrului B, deci cu cifra din fața ciocănelului. Dacă cifrele nu coincid, se adună 1 la registrul E. Aceasta va avea ca efect punerea pe unu a cifrei celei mai puțin semnificative din E, întrucât înaintea adunării ultima cifră din E este pusă pe zero, așa cum se va vedea mai jos.

După actualizarea conținutului registrelor C și H, L se verifică dacă au fost deja comparate 4 caractere. În caz afirmativ, acestea vor fi cele tipărite spre marginea din dreapta a rândului, așa că ele se trimit în OCTET ², adăugându-li-se în față și biții pentru comanda tipăririi (ROSU=AV=bit nefolosit = 1, TIP=0). Registrul E se repune pe zero, fiind astfel pregătit pentru formarea măștii pentru ultimele 8 poziții ale rândului.

Se observă în ordinograma din fig. 2 că după fiecare comparare, cu excepția celor pentru pozițiile 4 și 1², are loc rotirea cu o poziție spre stînga a conținutului registrului E. În program, înainte de a aplica instrucția RAL, se pune indicatorul de depășire C pe zero, astfel că la capătul din dreapta al registrului A (și apoi E) se va introduce în urma rotirii cifra zero.

După compararea ultimei cifre din tampon, se trece conținutul registrului E în OCTET 1. Subprogramul TIPRIND conține apoi instrucțiile necesare pentru comanda tipăririi.

Codificarea organigramei din fig. ² este redată în tabelul 1. Pentru urmărirea acestei porțiuni de program se precizează că interfața pentru miniimprimantă folosește următoarele adrese (în hexazecimal):

- 8 CO 0 — indicatori de stare (R, T, (CIT)
- 8 CO 1 — OCTET 1 (SCR 1)
- 8 CO 2 — OCTET 2 (SCR 2)
- 8 CO 4 — alimentare electromagneți (SCR 3)
- 8 CO 8 — oprirea alimentării electromagneților (SCR 4)

Programul este codificat considerînd, în mod convențional, că ar fi încărcat în memorie începînd de la adresa 0000. În tabelul 1 se redă numai partea mai puțin semnificativă (L0) a adresei.

În încheiere se menționează atenția deosebită acordată în programe asigurării unei sincronizări corecte a comenzilor cu impulsurile R și T primite de la imprimantă. Aceasta a dus la o anumită creștere a lungimii programelor, dar s-a asigurat o funcționare a imprimantei în deplină siguranță.

4. Concluzii

Din încercările experimentale făcute a rezultat o funcționare corectă și sigură. După cum s-a menționat deja, este posibil ca cele două circuite 8212 să fie înlocuite cu patru capsule CDB 495 și circuitele de tip 3 stări SN 74126 cu circuite cu colector în gol. În acest caz schema propusă se poate realiza numai cu componente produse în țară.

Modificări minore sînt necesare dacă se dorește ca deservirea interfeței de către 8080 să se facă prin procedeul întreruperilor. În acest caz semnalele R și T emise de imprimantă trebuie să genereze semnale de întrerupere. Dacă subprogramele de tratare a întreruperilor de la imprimantă țin evidența semnalelor R și T atunci în schema din fig. 1 nu mai este necesar să se citească de către 8080 starea acestor semnale. Modificări mai ample se impun însă în partea de subprograme față de cele prezentate în această lucrare.

Adresă (LO)	Cod hexa	Maemonic	Comentarii
00	AF	XRA, A	0→C; 0→E
01	4F	MOV C, A	
02	5F	MOV E, A	
03	21	LXI H, TAMPON	Se consideră că adresa de început a tampo- nului imprimatnei este 0200
04	00		
05	02		
06	7E	MOV A, M	Citește următorul caracter
07	B8	CMP B	Compară cu cifra de pe generatoare
08	CA	JZ NUDEPL	La coincidență se omite incrementarea lui E
09	0C		
0A	00		
0B	1C	INR E	(E)+1→E
0C	0C	INR C	(C)+1→C
0D	23	INX H	(H, L)+1→H, L
0E	79	MOV A, C	S-au comparat 4 caractere ?
0F	FE	CPI 04	
10	04		
11	C2	JNZ TEST 12	Dacă nu, salt la testul (C)=12
12	1F		
13	00		
14	7B	MOV A, E	Adaugă biții de comandă
15	F6	ORI E0	
16	E0		
17	32	STA 8 CO2	Memorează în OCTET 2
18	02		
19	8C		
1A	1E	MVI E, 00	0→E
1B	00		
1C	C3	JMP MUTA	Continuă compararea
1D	06		
1E	00		
1F	FE	CPI 0C	(C)=12 ?
20	0C		
21	CA	JZ TIPAR	Dacă da, s-a terminat compararea
22	2C		
23	00		
24	7B	MOV A, E	Rotește E cu o poziție la stînga. Rotirea se poate face numai în A. Se pune CARRY= =0
25	37	STC	
26	3F	CMC	
27	17	RAL	
28	SF	MOV E, A	
29	C3	JMP MUTA	Continuă compararea
2A	06		
2B	00		
2C	7B	MOV A, E	
2D	32	STA 8 C01	Memorează în OCTET 1
2E	01		
2F	8C		

BIBLIOGRAFIE

1. A. I. R o g o j a n, ș.a. „Interfață pentru imprimanta numerică MODEL 104“.
2. D. P. B u r t o n, ș.a. „Microprocessor systems Handbook“ Analog Devices 1977.

PROGRAMMABLE INTERFACE FOR SEIKO MODEL 104 MINIPRINTER

(ABSTRACT)

This paper describes an interface used to drive SEIKO Model 104 digital printer from an 8080 microprocessor. The interface consists of very few MSI circuits. The desired printing format is controlled by the software, which is organized based on a number of dedicated subroutines to a special printer function (printing, paper feed etc.).

INTERFAȚA SERIE PROGRAMABILĂ PENTRU DAF 1001

DE

C. STRUGARU, R. STOINESCU

1. Introducere

În lucrare se prezintă trei modalități diferite prin care un sistem bazat pe microprocesorul 8080 poate comunica cu dispozitivul de afișare pe ecran TV, DAF 1001, în regim de transmisie serie asincronă.

Prima modalitate se referă la folosirea microprocesorului însuși pentru realizarea funcțiunilor de recepție-emisie ale interfeței, aceasta însemnând de fapt elaborarea unor programe specifice.

A doua descrie o interfață îndeplinind rolurile de emițător și receptor realizată cu circuite integrate TTL și în fine o ultimă modalitate în care interfața este realizată cu circuitul specializat LSI, 8251 USART.

2. Modul de comunicare al DAF

Dispozitivul de afișare a datelor pe ecran TV, DAF 1001 (produs de FEPER-BUCUREȘTI) este prevăzut cu posibilitatea comunicării în regim de transmisie asincronă cu calculatorul [1]. Transmisia se realizează în cod ISO cu bit de paritate la vitezele 110 Bd și format 8/11 sau viteze 300 Bd și format 8/10. În fig. 1 este arătată forma de undă binară corespunzătoare transmisiei serie a unui caracter. Se observă că biții caracterului (7 plus paritate) sunt încadrați de bitul de START și biții de STOP.

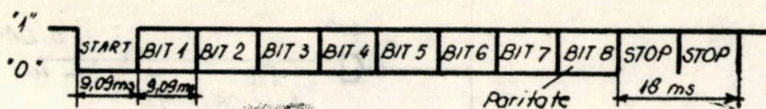


Fig. 1.

Pentru a comunica cu DAF 1001 sistemul bazat pe microprocesorul 8080 trebuie să dispună de o interfață serie asincronă pentru emisie-recepție în regim bidirecțional (semiduplex).

Analiza funcțională arată că în cazul recepției trebuiesc executate următoarele operații :

- a. detectarea bitului de START,

- Asemănător, în cazul emițătorului vom găsi că acesta trebuie să îndeplinească operațiile de mai jos :

- generarea bitului de START,
- generarea întârzierilor de 9 ms și 18 ms.
- numărarea biților.
- emiterea biților caracterului,
- generarea biților de STOP.

Metoda clasică de proiectare recurge la interconectarea circuitelor logice într-o schemă astfel încât aceasta să asigure toate funcțiunile menționate mai sus pentru receptor și emițător.

Este posibil însă ca numărul circuitelor logice să fie substanțial redus dacă o seamă de funcții sînt trecute în sarcina microprocesorului [2].

Astfel în cazul emisiei este necesar să se genereze o undă binară de forma celei din fig. 1. Circuitele de interfață pot fi reduse la un bistabil care să fie poziționat pe unu sau zero astfel încât să corespundă bitilor unui anumit caracter.

Comanda bistabilului se asigură prin intermediul unui program executat de microprocesor.

La recepție este suficient ca microprocesorul să citească starea liniei de recepție și să deducă configurația caracterului.

Avind în vedere cele de mai sus circuitele de interfață necesare sînt cele indicate în fig. 2.

Funcțiunile interfeței preluate de microprocesor se realizează pe baza subprogramului DAFOUT pentru emisie și DAFIN pentru recepție.

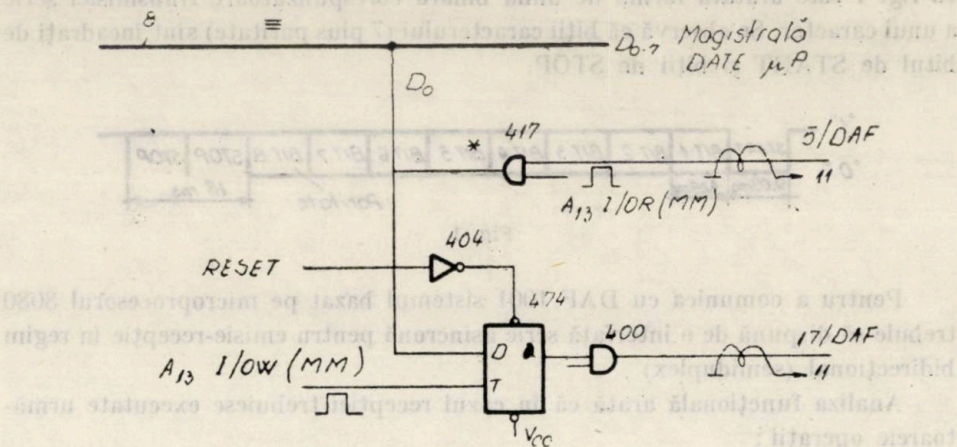


Fig. 2.

Tabelul 1

Subprogram pentru emisie (dafout)

Adresa (LO)	Cod hexa	Mnemonic	Comentarii
0050 51	0E F7	MVI C F7	INIȚIALIZARE CONTOR BIȚI
52	A7	ANA A	0→CARRY
53	17	RAL	DEPLASARE STÎNGA
54	32	STA	EMITE BIT
55 56	00 90	00 90	START
57 58 59	CD 40 02	CALL (DLY1) — —	ÎNȚÎRZIERE 9 MS
5A	1F	RAR	
5B	0C	INR C	
5C 5D SE	C2 54 00	INZ 54 00	NR. BIȚILOR EMIȘI=9
SF 60	3E 01	MVI A 01	1→A ₀
61 62 63	32 00 A0	STA 00 A0	EMITE BIȚI STOP
64 65 66	CD 3D D2	CALL (DLY2) — —	ÎNȚÎRZIERE 18 MS
67	C9	RET	
023D 3E 3F	CD 43 02	CALL (DLY1) — —	APEL RUTINA 9MS
40 41 42	CD 43 02	CALL (DLY) — —	APEL RUTINA 4,5 MS
43 44	06 3A	MVI B 3A	ÎNCARCĂ IMEDIAT: $N = \frac{\text{TIMP}}{51 \times 1,5 \text{ MICROSEC}}$
45	E3	XTHL	
46	E3	XTHL	
47	05	DCR B	B-1→B
48 49 4A	C2 45 02	JNZ — —	DACĂ Z=0 SALT LA ADRESA 0245
50	C9	RET	

Subprogramele au fost concepute ca rutine „driver“ și transmit spre programul principal sau primesc de la acesta caracterul prin intermediul acumulatorului. În fig. 3 și tabelul I sînt prezentate ordinograma și instrucțiunile subprogramului DAFOUT.

Subprogramul DAFOUT începe cu inițializarea unui contor de biți în registrul C. Printr-o instrucție SI logic a acumulatorului cu el însuși se șterge

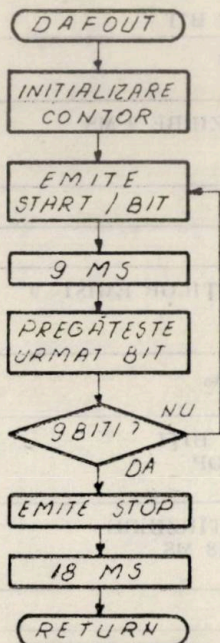


Fig. 3.

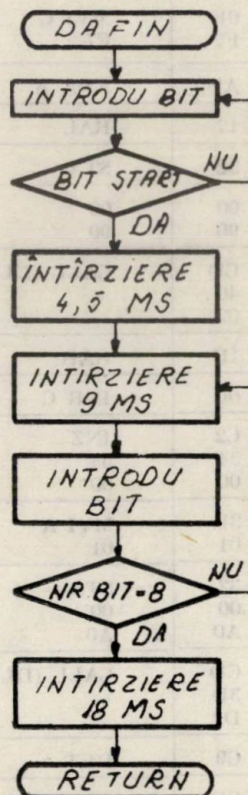


Fig. 4.

bistabilul indicator de condiții CARRY. După o deplasare la stînga și înscrierea în bistabilul exterior pentru emisie a acestui 0, se realizează o întîrziere de 9 ms. Urmează o deplasare la dreapta și înscrierea în bistabilul exterior a primului bit util al caracterului și totodată incrementarea registrului C.

Dacă conținutul registrului C nu a ajuns la zero se continuă transmiterea celorlalți biți printr-un salt înapoi la întîrzierea de 9 ms.

Terminarea transmisiei se face prin inițierea unei întîrzieri de 18 ms (echivalentul a doi biți de STOP).

Subprogramul DAFIN, fig. 4 și Tabelul 2, citește continuu starea liniei de recepție în rangul A_0 al acumulatorului și testează acest bit prin deplasare în bistabilul CARRY (salt condiționat de CARRY).

În caz că s-a detectat bitul de START (0 logic) se generează o întîrziere de 4,5 ms. Contorul de biți este realizat în registrul D inițial avînd conținutul 80_{16} . După o altă întîrziere de 9 ms se citește starea liniei și se depune

PROGRAM PENTRU RECEPȚIE (DAFIN)

Adresa	Cod hex	Mnemonic	Comentarii
0020 21 22	3A 00 A0	LDA 00 A0	INTRODUCERE DATE DE LA DAF
23	0F	RRC	DEPLASEAZĂ DREAPTA
24 25 26	DA 20 00	JC 20 00	ESTE BITUL DE START ?
27 28 29	CD 43 02	CALL (DLY) — —	ÎNTÎRZIERE 4,5 MS
2A 2B	16 80	MVI D 80	INIȚIALEAZĂ CONTROLUL DE BIȚI
2C 2D 2E	CD 40 02	CALL (DLY1) — —	ÎNTÎRZIERE 9ms
2F 30 31	3A 00 90	LDA 00 90	INTRODUCERE DATE DE LA DAF
32	1F	RAR	DEPLASARE CU CARRY
33	7A	MOV A,D	TRANSFER D→A
34	1F	RAR	DEPLASARE CU CARRY
35	57	MOV D,A	A→D
36 37 38	D2 2C 00	JNC — —	C=0 ?
39 3A 3B	CD 3D 02	CALL (DLY2) — —	ÎNTÎRZIERE 18 MS
3C	C2	RET	

în CARRY printr-o deplasare spre dreapta. Conținutul lui D este adus în acumulator și printr-o nouă deplasare la dreapta se atașează bitul recepționat.

În același timp bitul CARRY a devenit zero logic. După 8 secvențe de recepționare a biților caracterului, în bistabilul CARRY se va introduce 1 logic eveniment care marchează sfârșitul recepției. Pentru a consuma timpul corespunzător celor doi biți de STOP se generează o întârziere de 18 ms și se revine în programul apelator.

Subrutina DLY, pentru generarea întârzierii de 4,5 ms, se bazează pe o numărare în registrul B, încărcat în prealabil cu o valoare calculată în modul următor: instrucțiile XTHL nu produc alt efect decât consumarea de 38 de stări. Decrementarea și testarea bistabilului de condiție Z consumă alte 13 stări, deci în total 51 de stări. Rezultă că valoarea inițială N pentru o întârziere dorită, TIMP este: $N = \text{TIMP} / 51 \cdot T_{\text{start}}$. De exemplu, pentru $\text{TIMP} = 4,5 \text{ ms}$ și $T_{\text{start}} = 1,5 \mu\text{s}$ rezultă $N = 4,5 \cdot 10^{-3} / 51 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} = 58$.

Se remarcă că în cazul unei viteze de transmisie diferită de cea de 110 Bd, adaptarea celor două subprograme se poate face cu ușurință schimbând valoarea lui N .

Pentru a da un caracter unitar lucrării, în continuare se prezintă schemele obținute pentru emițător și receptor folosind circuite integrate TTL pe baza ecuațiilor logice din [3]. S-au adus numai completările necesare pentru comunicarea cu DAF în formatul 8/11 și adaptarea la semnalele generate de micro-procesor.

The diagram illustrates a digital circuit for a 493 NUM counter. It consists of two 493 NUM counters, a 495 MOD RT counter, and various logic gates (AND, OR, NOT, NAND, NOR, XOR). The circuit is controlled by inputs such as TACT, RESET, and LINIA. The outputs include A[0] NUM, A[c] NUM, and I/OR(MM). The circuit is labeled with components like '493 NUM', '495 MOD RT', and 'SN 74125'.

154

Astfel pentru RECEPTOR s-a obținut schema logică din fig. 5 unde se remarcă existența numărătorului asincron destinat numărării biților cuvintului, bistabilul C pentru sesizarea bitului de START, bistabilul ATZ, (1 logic cu timpul funcționării) fanionul FANR și registrul de deplasare. Funcționarea poate fi urmărită pe diagrama de timp din fig. 6.

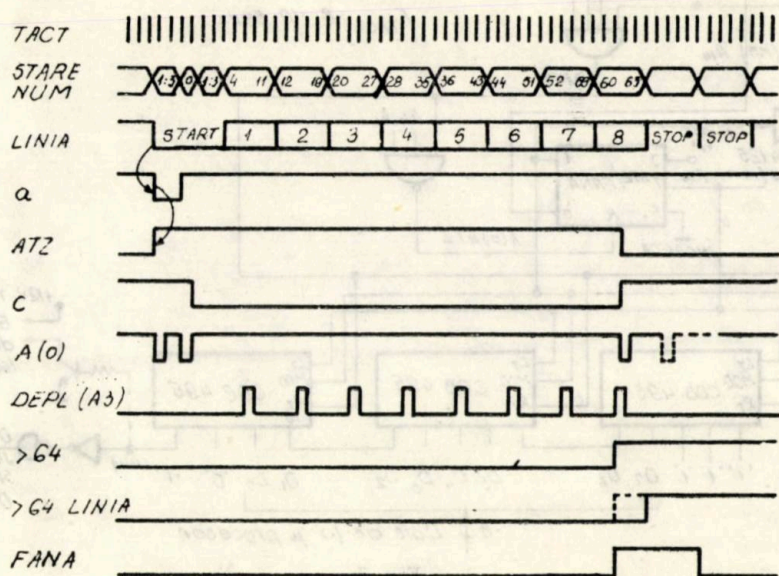


Fig. 6.

Selectarea receptorului se face cu semnalul I/OR (MM) și decodificarea bitului A 15 (pentru a distinge perifericul de memorie) împreună cu biții A 14 și A₀. Când A₀=0 se citește FANR și când A₀=1, octetul recepționat.

Comunicarea cu microprocesorul se realizează prin subrutina RECAR de mai jos:

```

; SUBPROGRAM DE RECEPȚIE A UNUI CARACTER
; # STAREE=C 016 ADRESA STARE FANR
; # DATREE=C 116 ADRESA REGISTRU
RECP: LDA, # STAREE ; INCARCA BIT FANR IN A
      RAR           ;
      JNC RECP      ; TESTARE BIT IN CARY
                      ;
      LDA, # DATREC ; INCARCA OCTET IN A
      RET

```

Pentru emițător folosind de asemenea ecuațiile logice din [3] s-a obținut schema prezentată în fig. 7 care este practic identică cu cea dată în [5].

EMIȚĂTORUL are un numărător modulo 80, pentru numărarea biților, un bistabil cu rol dublu de autorizare și de fanion (ATE/FANE) și un registru de deplasare.

Funcționarea apare în fig. 8 sub forma unei diagrame de timp. Încărcarea octetului de transmis se execută imediat după apariția semnalului I/OW (MM). A 14·A 13 pe frontul căzător al impulsului. Totodată FANE se pune pe „1” indicând că EMITATORUL a intrat în starea OCUPAT.

5. Interfața realizată cu circuitul 8251

Circuitul 8251, din familia circuitelor anexă la microprocesorul 8080, este un circuit complex, cu posibilități multiple, destinat transmiterii și recepționării de date în regim serie. Modurile posibile de funcționare ale acestui circuit sînt descrise în [6].

În continuare se arată modul în care a fost folosit circuitul 8251 pentru a realiza o legătură serie, pentru transmitere și recepție în regim asincron, cu DAF 1001. Tratat ca un periferic, 8251 poate realiza operații de intrare/ieșire cu microprocesorul 8080 prin procedeul întreruperilor sau prin program. În primul caz, dacă 8251 a terminat de recepționat un caracter sau dacă caracterul anterior a fost complet transmis, se poziționează pe unu semnalele de ieșire TXRDY respectiv RX RDY, care pot fi folosite pentru a genera cereri de întrerupere la 8080. În al doilea caz, 8080 cercetează prin program starea lui 8251 și în funcție de aceasta decide dacă poate trimite un nou caracter spre 8251 sau dacă poate prelua caracterul recepționat de către 8251 de pe linie.

În fig. 9 se arată cum s-a legat circuitul 8251 la un sistem bazat pe 8080, astfel încît operațiile de intrare/ieșire să se facă prin program. În acest caz semnalele de ieșire TxRDY și Rx RDY nu sînt folosite. În cadrul sistemului

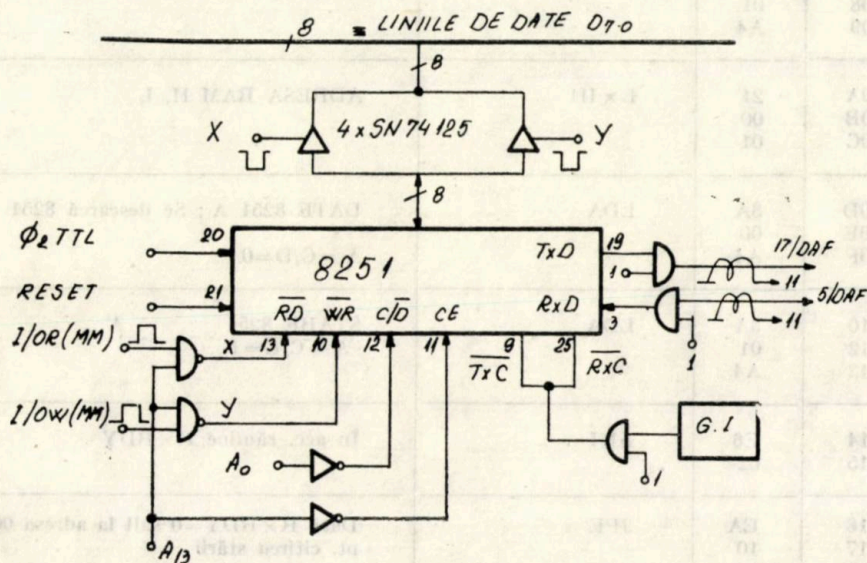


Fig. 9.

operațiile de intrare/ieșire se desfășoară prin procedeul „mapped I/O“, rezervându-se în acest scop bitul de adresă A 15. Selecția perifericelor se face prin procedeul de „selecție liniară“. Pentru selecția lui 8251 s-a rezervat bitul de adresă A 13. În operațiile de scriere/citire de date la nivelul lui 8251 este necesar ca $A_0=0$, și în operațiile de scriere „COMENZI“ și citire „informație de stare“ la nivelul lui 8251, este necesar ca $A_0=1$.

5.1 Programarea lui 8251

Înainte de a executa orice fel de operație asupra lui 8251, inclusiv aceea de citire a stării, este necesar ca 8251 să fie programat. Aceasta înseamnă că după comanda de inițializare, transmisă prin semnalul RESET, să se încarce

Programul pentru recepție

Adr	Cod hexa	Mnemonic	Comentarii
00 01	3E FA	MVI A	MOD=FA A (16x) S = S = EP = PEN = L = B2 = 1
02 02 04	32 01 A4	STA	MOD 8251
05 06	3E 14	MVI A	COMANDA A ER = R × E = 1
07 08 09	32 01 A4	STA	COMANDA 8251
0A 0B 0C	21 00 01	L × IH	ADRESA RAM H, L
0D 0E 0F	3A 00 A4	LDA	DATE 8251 A ; Se descarcă 8251 A = C/D = 0
10 12 13	3A 01 A4	LDA	STARE 8251 A A = C/G = 1
14 15	E6 02	ANI	În acc. rămîne R × RDY
16 17 18	EA 10 00	JPE	Dacă R × RDY = 0 salt la adresa 0010, pt. citirea stării
19 1A 1B	3A 00 A4	LDA	DATE 8251 A
1C	77	MOV M, A (A)	memorare
1D	23	IN × H	+1 → H, L
1E 1F 20	C3 10 00	JMP	Salt la citirea stării pt. recepția următorului caracter

În 8251 cuvîntul MOD și după aceia cuvîntul COMANDA. În cuvîntul MOD se specifică modul în care se dorește să lucreze 8251 : sincron sau asincron, lungimea caracterului, numărul de biți în semnalul STOP etc. De reținut că „lungimea caracterului“ nu se referă și la bitul de paritate și că acesta va fi întotdeauna adăugat de către 8251. Prin cuvîntul de COMANDA se asigură ca 8251 să funcționeze conform cu regimul indicat în cuvîntul MOD. În acest caz este de reținut faptul că bitul $R \times E$ din cuvîntul de COMANDĂ are numai rolul de a valida sau inhiba posibilitatea poziționării pe unu a semnalului $R \times RDY$ care apare la pinul 14 și că nu se referă la operația propriu-zisă de recepționare a caracterelor. Datorită acestui fapt, și anume că partea de receptor din 8251 funcționează tot timpul, este posibil ca 8251 să conțină date incorecte în momentul cînd se validează activarea semnalului $R \times RDY$. Din acest motiv se recomandă ca 8251 să fie „descărcat“ de caracterul pe care îl conține, imediat după ce în cuvîntul de COMANDĂ s-a prevăzut $R \times E = 1$. Această operație de citire de date se poate face fără a aștepta ca bitul $R \times RDY$ din informația de stare să devină unu.

De remarcă, de asemenea, că trimiterea unui cuvînt de comandă spre 8251 în timp ce acesta nu a terminat încă cu trimiterea unui caracter în serie pe linie, poate conduce la perturbarea procesului de conversie din paralel în serie. Pentru a evita acest lucru, un nou cuvînt de comandă se va încărcă în 8251 numai după de se constată că $T \times RDY$ a devenit unu.

5.2. Programul pentru recepție

În tabelul 3 se dă un exemplu de program pentru recepție în cazul cînd DAF 1001 emite în regim caracter, în formatul 8/11 și la viteza de 110 biți/sec. Deoarece în cuvîntul MOD s-a prevăzut $B_2 = 1$ și $B_1 = 0$, rezultă că frecvența generatorului de tact (GI) pentru 8251 trebuie să fie de 1 760 Hz.

Dacă interfața nu funcționează corect atunci instrucțiunile programului trebuie executate în regimul ciclu cu ciclu. În acest caz este posibil să se urmărească dacă semnalele, la nivelul lui 8251, variază în regim static în mod corect. În caz afirmativ, atunci în ciclul M4 al instrucției LDAOOA4, de la adresa 0019, pe liniile de date $D_{7 \rightarrow 0}$ se afișează caracterul emis de către DAF 1001. Astfel, dacă se acționează tasta A, pe liniile $D_{7 \rightarrow 0}$ se afișează codul 41 (în hexa) și dacă după aceea se acționează tasta C, spre exemplu, pe liniile de date se afișează codul 43. Acest lucru denotă că 8251 recepționează și formează în mod corect caracterul emis de către DAF 1001. Dacă sînt respectate și întîrzierile specificate în datele de catalog pentru regimul dinamic, atunci interfața trebuie să funcționeze bine. Pe baza exemplului dat se poate stabili programul necesar pentru cazul cînd DAF 1001 emite în mod mesaj.

5.3. Programul pentru transmitere

În tabelul 4 se dă un exemplu de program pentru transmiterea repetată către DAF 1001, a caracterului B în formatul 8/11 și la viteza de 110 biți/sec. Deoarece în cuvîntul MOD s-a prevăzut $B_2 = B_1 = 1$, frecvența generatorului de tact (GI) pentru 8251 trebuie să fie de $64 \times 110 = 7040$ Hz.

Dacă interfața nu funcționează corect în regim de transmitere, atunci este indicată verificarea în regim static prin execuția instrucțiilor din program ciclu cu ciclu. În regim dinamic, cînd se transmite același caracter, este indicat să se vizualizeze pe osciloscop ieșirea $T \times D$ de la pinul 19.

Tabelul 4

Programul pentru transmitere

Adr (Lo)	Cod	Mnemonic	Comentarii
00 01	3E FB	MVI A	MOD=FB A (64 x) $S_2=S_1=EP=PEN=L_2=B_2=B_1=1$
02	32	STA	MOD 8251
03 04	01 A4		$A_{15}=A_{13}=A_{10}=A_0=1$
05 06	3E 11	MVI A	COMANDA=3E A $ER=T \times EN=1$
07 08 09	32 01 A4	STA	COMANDA 8251
0A 0B	3E 42	MVI A	COD CARACTER B → A
0C 0D	32 00	STA A	(A) → 8251 $A_0=C/D=0$
0E	A4		
0F 10 11	3A 01 A4	LDA	STARE 8251 → A $A=C/D=1$
12 13	E6 01	ANI	În Acc. rămîne R × RDY
14 15 16	E2 0A 00	JPO	Dacă $T \times TDY=1$ salt la adresa 000A pentru a trimite un nou caracter
17 18 19	C3 0F 00	JMP	$T \times RDY=1$ și salt la adresa 000F și citirea stării

6. Concluzii

O privire comparativă asupra celor trei modalități de realizare a interfeței a devenit acum posibilă și permite formularea următoarelor considerații.

Realizarea prin program a interfeței folosește un minim de circuite (3 porți, 1 bistabil) dar consumă 68 de octeți din spațiul de memorie. Este în mod evident cea mai ieftină, poate fi adaptată ușor pentru funcționarea la viteze

și formate diferite de transmisie dar are dezavantajul că ține ocupat în permanentă microprocesorul.

Construirea interfeței cu circuite TTL sau cu circuitul 8251 înlătură dezavantajul amintit dar ridică costul interfeței. În absența unui circuit LSI 8251, proiectantul va fi nevoit să aleagă între prima sau a doua variantă, opțiunea pentru a doua fiind argumentată doar de dorința de a câștiga timp de prelucrare în microprocesor.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * Documentație tehnică DAF 1001, FEPER, București.
2. * * * „8080 Programming for Logic Design”, SYBEX 1978.
3. A. I. Rogojan, „Calculatoare numerice”, curs vol. II. partea 2 1974, IP Timișoara, pag. 273—279.
4. N. Sprinceană, R. Dobrescu, Th. Borangiu, „Automatizări discrete în industrie”. Culegere de probleme, pag. 168—173, Ed. Tehnică 1978.
5. R. Pasco, „Converter lets processor drive teletypewriter” Electronics, oct. 30, 1975.
6. * * * „8080 Microcomputer Systems”, user's manual 1975.

PROGRAMMABLE INTERFACE FOR DAF 1001 DISPLAY

(ABSTRACT)

The paper shows three different ways of implementing an asynchronous serial interface for communication between a microprocessor 8080 and the DAF 1001 video display unit.

The first solution makes use of programmed logic design and that means the microprocessor is driven by appropriate programs performing the functions of the interface.

With the intention of completely covering the subject the well known random logic design solution is shown too.

Finally the use of the special circuit 8251 USART to build a programmable interface is demonstrated.

ASPECTE PRIVIND APLICAREA UNOR MODELE MATEMATICE ȘI A TEHNICII DE CALCUL ÎN TEORIA STOCURILOR

DE

POCINOG GRIGORIE, CRIȘAN GH.

1. Considerații teoretice

Modelarea matematică a diferitelor procese de stocare prin considerarea parțială sau totală a restricțiilor ce apar, constituie una din problemele teoriei stocurilor. Rezolvarea diferitelor modele de stocuri implică atât prelucrarea unui volum mare de date, cât și promptitudine în obținerea soluției optime, utilă pentru fundamentarea deciziei. În aceste condiții apare ca o necesitate rezolvarea problemelor de stocare cu ajutorul calculatorului electronic.

Diversitatea modelelor matematice asociate proceselor de stocare, din diferite ramuri de activitate economică, este un corolar al mai multor factori :

I) cererea : a) deterministă ; b) aleatoare ; c) nedeterminată ; II) furnizorul : a) extern ; b) intern ; III) decizia privind aprovizionarea : a) unică (statică) ; b) secvențială (dinamică) ; IV) durata de aprovizionare : a) constantă ; b) aleatoare ; c) necunoscută.

Pentru un studiu aprofundat se consideră și influența :

I) costurilor unitare asociate diferitelor operații ce compun : a) procesul de depozitare — constante sau variabile ; b) capacitatea de depozitare — limitată sau nelimitată ; c) disponibilitățile financiare — limitate sau nelimitate ; II) tipurile de gestiune ale stocurilor (1).

2. Modele matematice aplicate în teoria stocurilor

2.1. Metode de determinare a mărimii optime a stocurilor

Pentru cazul cererii determinate, determinarea mărimii optime a stocului se face prin una din metodele de mai jos :

a) Metoda Wilson, prin care se determină lotul optim pentru o nouă comandă ;

b) Metoda Osipovici, care duce la optimizarea intervalului dintre livrări, prin loturile de livrare comandate ;

c) Determinarea lotului optim de livrare pe baza cheltuielilor de transport, depozitare, livrare și minimizarea lor ;

d) Metoda care compară și minimizează cheltuielile totale de aprovizionare, metodă căreia i-am asociat modelul matematic de la 2.2.

Pentru stocul pieselor de schimb de siguranță, cînd cererea este aleatorie, se cunosc următoarele metode :

- a) Prin calcul de probabilitate
- b) Prin metoda IMPACT
- c) Prin metoda minimizării cheltuielilor de penurie.

În lucrare sînt prezentate două modele matematice asociate teoriei stocurilor și rezolvarea lor pe calculator, în cazul unor cereri determinate, respectiv aleatorii.

2.2. Model matematic generalizat determinist pentru optimizarea evoluției stocului

Modelul constituie o generalizare a modelului clasic conform algoritmului direct (3). Se aplică în următoarele ipoteze :

- cererea este continuă și cunoscută de la început pentru întregul interval pentru care se cere planificarea evoluției stocului ;
- reaprovizionarea se face la intervale de timp bine precizate și cunoscute de asemenea ;
- nu se acceptă „ruperi de stoc“ (întîrzieri în onorarea unor cereri de consum din stoc) ;
- se stochează un singur sortiment de materiale ;
- costul sortimentului stocat este constant în timp ;
- stocarea implică atît cheltuielile de stocare, proporționale cu cantitatea stocată și care variază în timp și cheltuielile de reîmprospătare a stocului, fixe și independente de cantitatea achiziționată.

Se admit următoarele notații : NE — numărul etapelor în care este împărțit intervalul de planificare ; R — consumul din stoc pentru fiecare etapă ; Q — cantitatea cu care se reîmprospătează stocul la începutul unei etape ; A — cheltuiala fixă pe care o implică Q ; H — costul unitar de stocare, variabil de la o etapă la alta ; T — mărimea intervalului de timp al fiecărei etape.

Modelul își propune găsirea cantității Q cu care se reîmprospătează stocul la începutul fiecărei etape, în așa fel, încît cheltuielile de stocare să fie minime. Folosind un procedeu iterativ analizînd etapă cu etapă se alege din cele NE_*

$\frac{(NE+1)}{2}$ alternative de investigat (procedeul iterativ reduce numărul alternativelor de la 2^{NE-1} la $\frac{NE(NE+1)}{2}$), soluția optimă.

Se alege ca optimă, pentru pragul „j“ al iterației, acea alternativă care oferă un cost minim. Se ajunge la pasul NE și $COPT(NE)$ este costul soluției optime de reîmprospătare a stocului. Formula de calcul a cheltuielilor totale de stocare, scrisă pentru alternativa a „L“-a, din pasul „j“ al iterației, se prezintă condensat, astfel :

$$C_j(L) = A(j-L+1) + H(j)*T(j)*R(j)/2 + \\ + \sum_{M=1}^{L-1} H(j-M)*T(j-M)*R(j-M)/2 + \\ + H(j-M)*T(j-M)* \sum_{N=1}^M R(j-N+1) + TSUPL,$$

unde :

$$\begin{cases} \text{TSUPL} = \text{COPTIM} (j-L), & \text{dacă } L < j \\ 0, & \text{dacă } L = j \end{cases}$$

2.3. Model matematic cu cerere aleatorie pentru determinarea stocului optim al pieselor de siguranță.

În practica de zi cu zi, se întâlnesc cazuri de defectare a unor piese, sub-ansamble, al cărui necesar este imprevizibil. Astfel consumul pentru fiecare tip de piesă este o mărime aleatorie, lucru care impune constituirea unor stocuri corespunzătoare, pentru a reduce la minimum efectul negativ al întreruperilor de producție care pot avea loc în lipsa acestora. Avînd în vedere că pentru fiecare tip de piesă de siguranță se înregistrează un consum destul de redus, sistemul de aprovizionare este cel care utilizează drept criteriu de declanșare a unei noi comenzi, numărul pieselor existente în stoc (5). Cînd numărul pieselor de un anumit tip ajunge în stoc la o valoare prestabilită N , se declanșează o nouă comandă pentru o cantitate Q a piese, determinată pe considerente economice.

Admitem următoarele notații : C_m — cheltuieli totale determinate de mărimea stocului de siguranță ; C_a — cheltuieli de achiziționare, păstrare a stocului ; CR — pierderile posibile datorită stagnării utilajelor din cauza lipsei din stoc a pieselor necesare.

Fie stocul final de $N+1-m$ piese, unde „ m ” piese s-au consumat pînă în momentul „ t_0 ”, iar p_m probabilitatea ca acestea să se consume în intervalul „ t_0-a ” și „ t_0 ”. Dacă utilajul se defectează cînd stocul este nul sau negativ, se va înregistra o stagnare din cauza lipsei pieselor de siguranță, caz posibil cu probabilitatea $p_{N+1}+p_{N+2}+\dots$. Fie C consumul anual de piese de siguranță de un anumit tip, iar R pierderea înregistrată datorită nefuncționării utilajului din cauza lipsei pieselor de siguranță.

Rezultă că pentru a asigura stocul mediu de $(N+1)p_0+Np_1+\dots+2p_{N-1}+p_N$, necesar la un moment dat, se necesită o cheltuială de :

$$Ca=Qi^*[(N+1)p_0+\dots+2p_{N-1}+p_N],$$

unde Q — prețul de achiziție al pieselor de siguranță, iar i — coeficient care ia în considerare cheltuielile de stocare, întreținere etc. (%).

Rezultă că $C_N=Qi \sum_{m=0}^N (N+1-m)p_m + RC \sum_{N+1}^m p_m$, cheltuieli minime, dacă :

$$\left. \begin{aligned} C_N &< C_{N-1} \\ C_N &< C_{N+1} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Scriind relațiile detaliat, condițiile (1) se reduc la :

$$\frac{p_{N+1}}{N+1} < \frac{Q_i}{RC} < \frac{p_N}{N} \quad (1')$$

cu condițiile date de legea lui Poisson, care spune că probabilitatea unui consum de „ m ” piese, lunar, este dată de relația :

$$p_m = \frac{e^{-ac} (ac)^m}{m!}, \quad (2)$$

unde : a este durata medie de aprovizionare, iar c — consumul mediu anual al pieselor de siguranță.

Prin aplicarea modelelor matematice atașate proceselor de stocare se realizează următoarele deziderate :

- reducerea frecvenței fenomenului de rupere a stocului și satisfacerea în bune condițiuni a cererii de către beneficiar ;
- reducerea cheltuielilor de depozitare ;
- mărirea vitezei de rotație a fondurilor circulante ;
- reducerea imobilizării de fonduri bănești ;
- reducerea unor riscuri inerente oricărui proces de stocare ;
- obținerea de economii la nivelul cheltuielilor generale ale întreprinderii ;
- descoperirea și valorificarea resurselor interne.

3. Folosirea calculatorului electronic pentru determinarea soluției modelelor matematice

Pentru cele două modele matematice s-au scris programe pentru calculator care permit determinarea soluției optime. Programele au fost rulate pentru mai multe cazuri particulare, similare cu cele din întreprinderi. Dacă în cazul cererii deterministe, problema a fost soluționată destul de simplu, în cazul cererii aleatorii au apărut probleme destul de complicate, legate de întocmirea programului. În acest caz s-a determinat nivelul optim, începând de la care trebuie făcută o nouă reîmprospătare a stocului pieselor de siguranță (5). În anexa I și II, sînt prezentate cele două listinguri.

4. Concluzii.

Teoria stocurilor preocupă, la ora actuală, colective tot mai largi de specialiști, economiști, ingineri, analiști etc. Dat fiind faptul că există un bogat-suport matematic oferit de modelele matematice, utilizarea tehnicii de calcul apare ca o necesitate. Cele două programe prezentate în lucrare au o largă aplicabilitate în industrie.

În preocupările autorilor există, la ora actuală, o colaborare cu întreprinderea „Electrobanat” din Timișoara, legat de optimizarea stocurilor.

Programele prezentate pot fi aplicate pentru toate modelele de stocare cu cerere determinată sau aleatorie.

Un caz aparte al preocupărilor de viitor, îl constituie determinarea în întreprinderi, a stocului optim al pieselor de siguranță, care, în aproape toate cazurile, depășește cu mult valorile strict necesare (optime).

BIBLIOGRAFIE

1. Subred, Alexandru Tacu, Optimizarea activității economice a întreprinderilor. (Ed. Junimea, 1974).
2. Dumitru Fundătură, Organizarea aprovizionării și desfacerii în centrala și întreprinderea industrială (Ed. pol. 1973).
3. S. E. Elmaghraby, Proiectarea sistemelor de producție. (Ed. Tehnică, 1968).
4. Pocinog Grigorie, Petriu E., Model generalizat pentru optimizarea evoluției stocurilor (al V-lea Simpozion pentru organizarea producției, I.P.T., iunie 1974)
5. Pocinog Grigorie, Calculul nivelului optim al pieselor de siguranță cu ajutorul calculatorului electronic (al VI-lea Simpozion de organizarea producției, I.P.T., mai 1977).

ÜBER DIE ANWENDUNG EINIGER MATHEMATISCHER MODELLE UND DER RECHENTECHNIK IN DER THEORIE DER VORRATE

(ZUSAMMENFASSUNG)

In dieser Arbeit werden zwei mathematische Modelle und zwei Rechnerprogramme für die Auffindung der optimalen Lösung vorgestellt.

Die Programme können in allen Industrieinheiten, in denen zufällige und bestimmte Aufbewahrungs und Bestellprobleme auftauchen, angewandt werden.

```

30      100 LINE(IND14)=BLANK
31      IND14=IND14+1
32      IF(IND14.LE.80) GO TO 100
33      WRITE(108,110) LINE(I),I=1,80
34      110 FORMAT(20X,80A1)
35      DO 130 J=1,4
36      WRITE(108,120)ASTERISC
37      120 FORMAT(20X,A1)
38      130 CONTINUE
39      IND12=IND12+1
40      IF(IND12.LT.NE)GO TO 80
41      DO 140 J=1,4
42      WRITE(108,140)ASTERISC
43      140 FORMAT(20X,A1)
44      150 CONTINUE
45      GO TO 170
46      160 IF(QMAX.LT.ACH14(IND10,NE))GO TO 10
47      GO TO 20

```

FORTRAN 00,00 STOC 08/03/79 14.

```

48      170 RETURN
49      END

```

FORTRAN 00,00 STOC 08/03/79 14.

MODULE	BLOC	TYPE	C	LONGUEUR	
MODULE	FXMDATA	TYPE	P	LONGUEUR	0360 (00854)
MODULE	BLOC	TYPE	C	LONGUEUR	0470 (01136)
MODULE	PROCD1	TYPE	P	LONGUEUR	0188 (00440)
MODULE	BLOC	TYPE	C	LONGUEUR	0470 (01136)
MODULE	PROCD2	TYPE	P	LONGUEUR	0148 (00424)
MODULE	BLOC	TYPE	C	LONGUEUR	0470 (01136)
MODULE	PROCD3	TYPE	P	LONGUEUR	0360 (00854)

***** FIN DE COMPILATION (PLUS HAUT NIVEAU D'ENREUR RENCONTRE = 0) 14.

0025 STOC AN = P300 FAZA = 0001 DATA = 08/03/79
HDEB = 14H 03M 28S HFIN = 14H 03M 28S CSR-1 = 00001523
LGP = 00044 MEM = 00011 LO = IN = OUT = 00000
RD = 01 MT = 01

LINK LINK
STARTED

AUCUNE ERREUR A L EDITION DE LIENS

0025 STOC AN = P300 FAZA = 0004 DATA = 08/03/79
HDEB = 14H 03M 28S HFIN = 14H 04M 07S CSR-1 = 00100741
LGP = 00044 MEM = 00011 LO = IN = OUT = 00000
RD = 01 MT = 01

RUN UD:CP
STARTED

XXXXX*****
*
*
*

Fig. 1.

XXXXXXXXXXXX

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

✱
XXXXXXXXXXXX

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

*
Y X Y X X X Y Y X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X X

*
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

*
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

*
XXXXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX XXXX

*
YXXYXXX!!YXAXXXXXXXYYXXXX

ACHIZ(1, 12) =	.10000E+01	ACHIZ(1, 12) =
ACHIZ(2, 12) =	.20000E+01	ACHIZ(2, 12) =
ACHIZ(3, 12) =	.30000E+01	ACHIZ(3, 12) =
ACHIZ(4, 12) =	.40000E+01	ACHIZ(4, 12) =
ACHIZ(5, 12) =	.50000E+01	ACHIZ(5, 12) =
ACHIZ(6, 12) =	.20000E+01	ACHIZ(6, 12) =
ACHIZ(7, 12) =	.50000E+01	ACHIZ(7, 12) =
ACHIZ(8, 12) =	.60000E+01	ACHIZ(8, 12) =
ACHIZ(9, 12) =	.10000E+02	ACHIZ(9, 12) =
ACHIZ(10, 12) =	.70000E+01	ACHIZ(10, 12) =
ACHIZ(11, 12) =	.80000E+01	ACHIZ(11, 12) =
ACHIZ(12, 12) =	.50000E+01	ACHIZ(12, 12) =

VIDAGE PARTITION 02

ETAT PROGRAMME

000084A0 49140000

REGISTRES

R0	R1	R2	R3	R4
00008484	000008010	0000847C	00007500	0000000A
R8	R9	R10	R11	R12
00008484	00007000	00007878C	00007000	00000090

Fig. 2.


```

LOGSUEUR DU PROGRAMME EDITE
PLUS HAUT NIVEAU D'ERREUR RENCONTRE NEU - WPAS D'ERREUR)
Q22Y OPTIM AN = 1300 FAZE = 0002 DATA = 02/10/79
RUEB = 130 544 2RS HEN = 154 554 04S CSR-1 = 00000767
LQ = 00044 MEM = 00011 LO = IN = OUT = 00000
RD = 01 MT = 01
RUN
STARTED

```

```

AM.1500000E+03 DATE V=.1500000E+03 R=.1000000E+04 Q=.2000000E+05

```

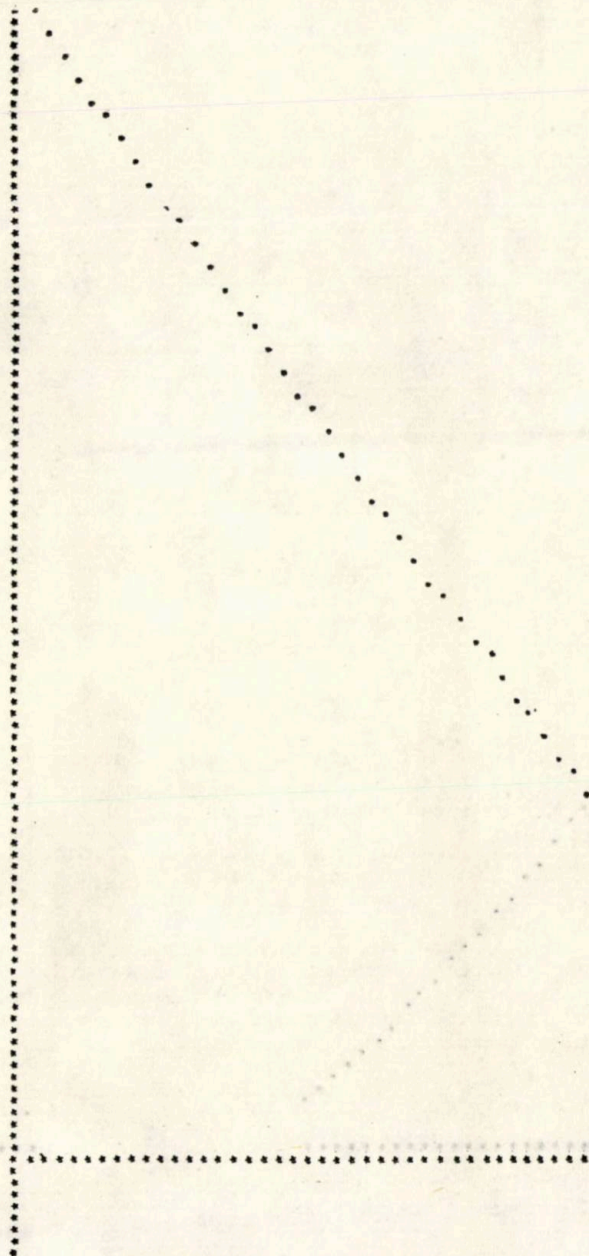
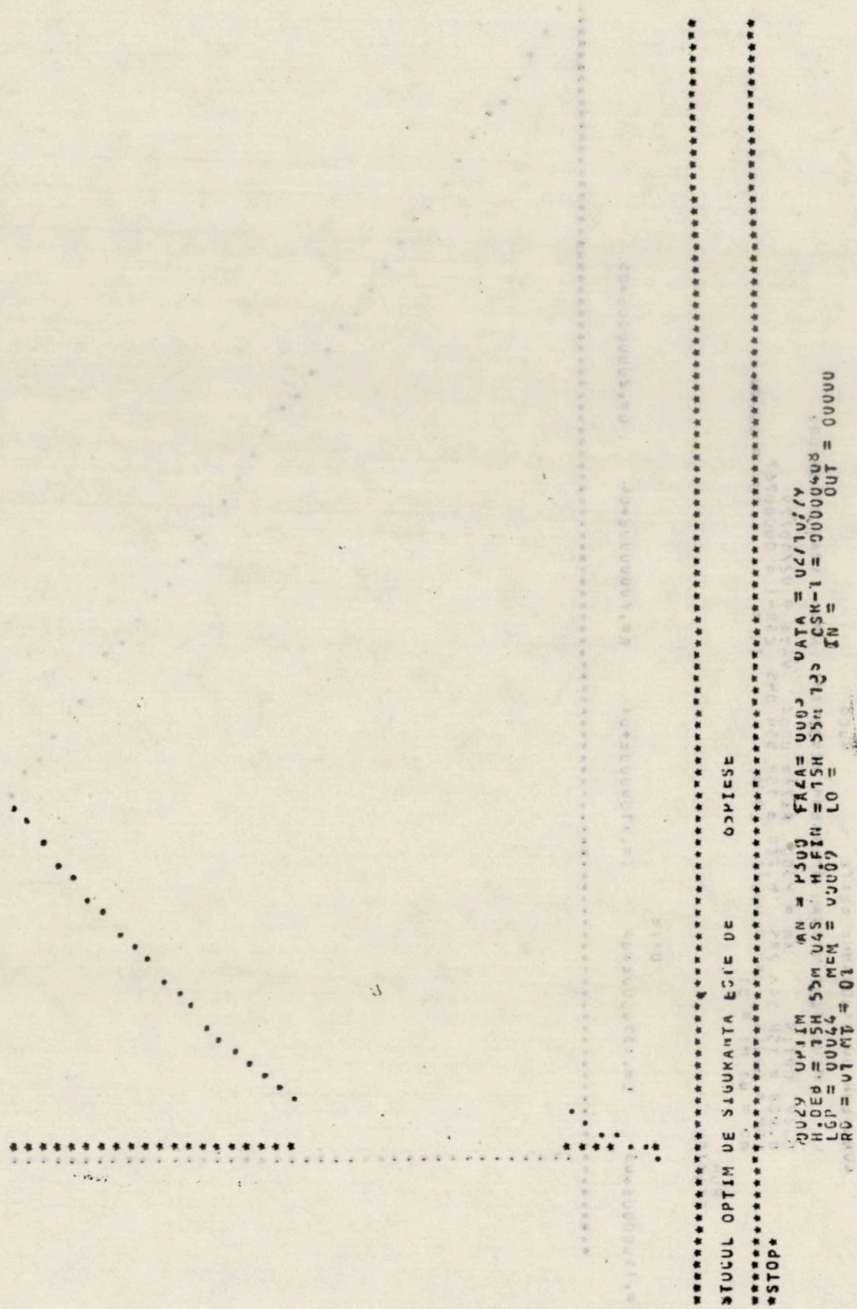


Fig. 3.

Fig. 4.



M1214130

ORGANIZAREA MEMORIEI ÎN SISTEME MULTIPROCESOR

DE

I. JURCA

1. Introducere

Între problemele esențiale în proiectarea sistemelor multiprocesor se află schema de interconectare a procesoarelor cu memoria, și, implicit, organizarea memoriei [1], [2]. Soluționarea acestor probleme se face în funcție de domeniul de aplicații avut în vedere pentru multiprocesor, de limitările de cost impuse, dar este în mare măsură determinată și de caracteristicile tehnologice ale componentelor folosite. Influența tehnologiei este evidentă în special în proiectele mai recente, în care se folosesc frecvent microprocesoare [1], [2], [3].

Un aspect important al problemelor menționate îl constituie modul de acces al fiecărui procesor la blocurile de memorie operativă prevăzute în sistem. Scopul lucrării de față este de a prezenta în mod sistematic câteva proiecte existente în ordinea crescândă a generalității de acces. Se încearcă de asemenea o apreciere a performanțelor schemelor prezentate și, pe baza acestora, se propune alegerea uneia din soluții în vederea elaborării unui proiect de sistem multi-microprocesor.

Din studiul literaturii de specialitate s-a ajuns la concluzia că în proiectele cu microprocesoare se pot deosebi următoarele tipuri de configurații.

1) fiecare procesor are un bloc de memorie propriu, iar schimbul de informații între procesoare se face prin mesaje transmise prin intermediul unei magistrale comune [3];

2) fiecare procesor este prevăzut cu un bloc de memorie propriu, în care se păstrează programele curente; informațiile comune se păstrează într-un bloc de memorie separat, la care procesoarele au acces pe bază de exclusivitate mutuală, prin intermediul unei magistrale comune [4];

3) fiecare procesor are acces rapid la un bloc de memorie local, dar poate obține acces la oricare din celelalte blocuri de memorie din sistem, cu ajutorul unor mecanisme de translatăre a adreselor [1];

În secțiunile următoare se prezintă în principiu toate tipurile de acces enumerate mai sus.

2. Schimb de informații prin mesaje

Comunicațiile între procesoare prin schimb de mesaje sînt tipice în rețelele de calculatoare. Utilizarea acestui mod de lucru în sistemele multiprocesoare este justificată dacă din analiza aplicației intenționate, rezultă că programele ce urmează a fi rulate se pot concepe în așa fel încît schimbul de informații

între procesoare este redus. Un proiect care se încadrează în această categorie este HXDP, elaborat la firma Honeywell [3]. Schema de principiu a sistemului este foarte simplă, așa cum rezultă din fig. 1.

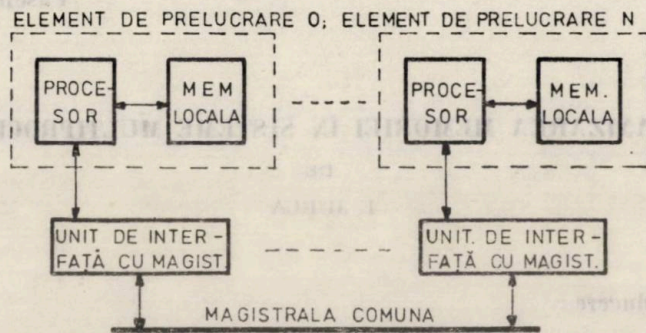


Fig. 1. Schema de principiu a sistemului HXDP.

Trebuie precizat că aplicația pentru care sistemul HXDP a fost conceput este conducerea în timp real a proceselor industriale, ceea ce impune între altele distribuirea elementelor de control la distanțe de cca 1 km. De aici rezultă și alegerea pe considerente de cost, a transmisiei seriale pe magistrala comună, care constă dintr-un cablu ecranat „twisted-pair“, echilibrat. Se realizează în felul acesta și imunitatea la zgomotele electrice inevitabile într-un mediu industrial.

Sistemul conține pînă la 64 de „elemente de prelucrare“, fiecare din acestea constînd dintr-o pereche procesor/memorie. Elementele de prelucrare sînt conectate la magistrala comună prin intermediul unor procesoare specializate de comunicații, numite „unități de interfață cu magistrala“.

Spațiul de adrese al fiecărui procesor constă numai din adresele ce se găsesc în memoria sa locală, astfel că spațiile de adrese ale procesoarelor nu se intersectează.

Din punct de vedere logic, activitățile din sistemul HXDP sînt organizate în procese. De obicei pentru fiecare proces este alocat un procesor, dar este posibil ca mai multe procese care nu sînt în competiție pentru activare sau pentru resurse, să folosească în comun un procesor.

Toate procesele sînt considerate la aceeași distanță unul de altul, astfel că toate mesajele între procese, inclusiv între procesele aflate în același procesor, se transmit pe magistrala comună.

3. Memorii locale și bloc comun

Un asemenea mod de conectare a procesoarelor cu memoria a fost adoptat într-un sistem realizat la INTEL pe baza microcalculatoarelor SBC 80/05 sau SBC 80/20. Scopul proiectării sistemului a fost creșterea performanțelor și a capacității de trecere, precum și utilizarea în comun a unor resurse. S-a urmărit de asemenea realizarea unei structuri care să permită o extindere modulară pe măsură ce numărul de sarcini din sistem crește.

Organizarea de principiu a sistemului este prezentată în fig. 2. Elementele constitutive ale sistemului sînt așa-numitele „Calculatoare pe o singură placăchetă“ („single-board computer“=SBC) care constau dintr-un microprocesor,

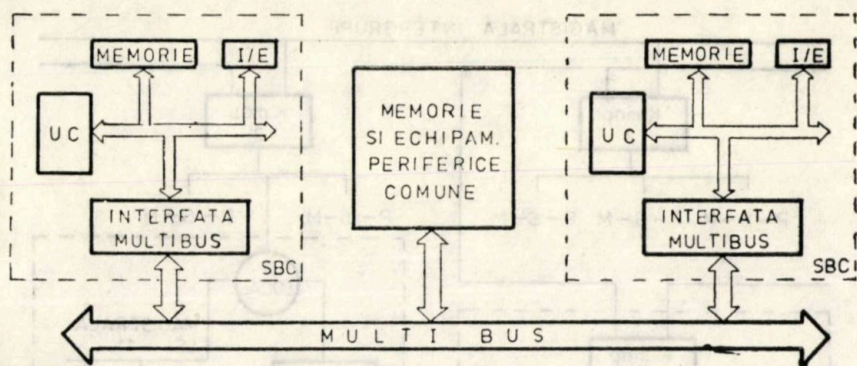


Fig. 2. Schema de principiu a sistemului multiprocesor realizat la INTEL.

o memorie locală, o interfață de intrare/ieșire și o interfață specială pentru conectarea la o magistrală comună, numită MULTIBUS în terminologia INTEL. Se remarcă în organizarea sistemului faptul că se permite punerea în comun nu numai a unor blocuri de memorie, ci și a unor echipamente periferice. Termenul de „periferic” este folosit aici într-un sens mai larg, care include de exemplu și un dispozitiv aritmetic rapid pentru efectuarea calculelor în virgulă mobilă.

Accesul la magistrala comună este cerut numai dacă în timpul execuției unei instrucțiuni apare o referire la o locație de memorie sau la un periferic considerate „globale”. Distincția între „local” și „global” se face prin valoarea adresei fizice referite. Adresele de la zero până la o anumită limită se consideră „pe plachetă”, iar cele superioare ca identificând o locație de memorie comună sau un registru de comandă al unui periferic „global”.

Spațiul de adrese al fiecărui procesor este, prin urmare, format din două zone distincte :

- a) zona privată, cuprinzând adresele inferioare ; o aceeași adresă în această zonă va identifica în procesoare diferite, locații fizice diferite ;
- b) zona comună, cuprinzând adresele superioare.

Este evident că în timp ce unul din procesoare folosește magistrala comună celelalte procesoare pot executa transferuri de informație pe magistralele lor proprii.

Când mai multe elemente active cer acces la MULTIBUS simultan, trebuie rezolvată „disputa” dintre ele. Această sarcină revine dispozitivelor de interfață pentru MULTIBUS. Starea magistralei comune („alocat”/„nealocat”) este precizată printr-un semnal BUSY, care este testat de elementele „în dispută” pentru MULTIBUS la fiecare apariție a unui impuls de tact de la orologiul magistralei. Prioritatea se stabilește fie prin ordinea în care elementele active sînt conectate la MULTIBUS, fie printr-o codificare stabilită la inițializarea sistemului. Odată ce a început un transfer pe magistrala comună, aceasta rămîne alocată pînă la terminarea transferului, cînd este eliberată explicit de către elementul activ care a folosit-o.

4. Memorie cu timp de acces diferențiat

Din această categorie va fi descris calculatorul numit Cm^* , proiectat și realizat la Universitatea Carnegie-Mellon (S.U.A.) [1], [2]. O schemă bloc a sistemului este reprodusă în fig. 3. Sistemul a fost conceput avînd ca obiectiv

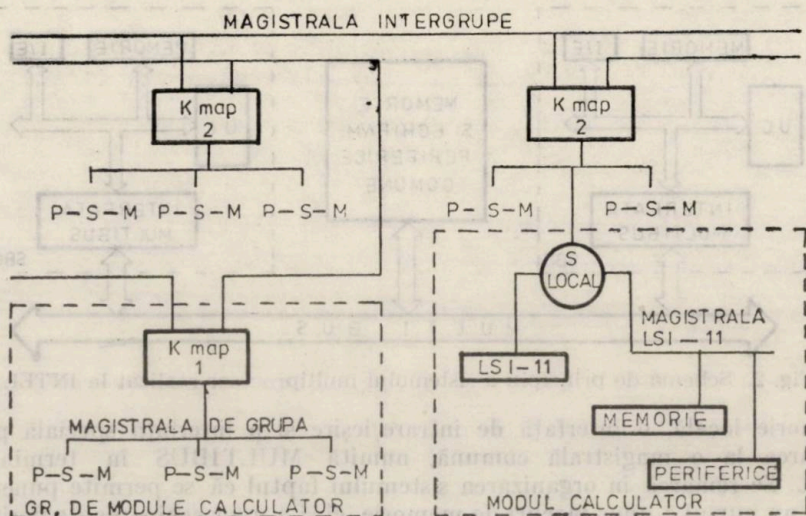


Fig. 3. Schema bloc a multiprocesorului Cm*.

asigurarea unei structuri care să aibă un domeniu de aplicabilitate cât mai larg. S-a urmărit în același timp să se studieze impactul noilor tehnologii pentru dispozitivele semiconductoare, dar s-a considerat că microprocesoarele existente nu oferă încă suficientă flexibilitate. De aceea a fost utilizat ca element de bază procesorul LSI-11, care reproduce, utilizând circuite integrate pe scară largă multe din caracteristicile structurale și funcționale ale familiei de minicalculatoare PDP-11. Anumite modificări au fost însă necesare chiar și la LSI-11 pentru a-l face adecvat scopului proiectului.

Elementul constructiv de bază al sistemului Cm* este „modulul calculator”, care constă, așa cum se indică în fig. 3, din procesul LSI-11 cu o configurație oarecare de memorie și periferice. Pe magistrala procesorului a fost intercalat și un dispozitiv special, comutatorul local (S. local), prin care trec toate referințele la memorie.

Un procesor oarecare poate obține acces la oricare din modulele de memorie prezente în sistem. Timpul de acces va fi însă diferit, în funcție de poziția relativă a procesului și a modulului adresat. Se disting la Cm* trei nivele de magistrale. Fiecare procesor are magistrala sa proprie. Mai multe module calculator (până la 14) formează o grupă de module legate la magistrala de grupă. În sfârșit, grupele de module sunt conectate prin magistrale intergrupe, fiecare grupă având acces la două astfel de magistrale. Timpul de acces este evident cu atât mai lung cu cât numărul de magistrale care trebuie străbătute este mai mare. Anumite experiențe [1] au arătat însă că în aplicații tipice se poate prelucra că mai mult de 90% din referințele la memorie vor implica memoria locală.

Este interesant de cunoscut modalitatea în care se realizează, la nivel fizic, legătura între un procesor și un modul de memorie. În majoritatea sistemelor de calcul se stabilește o legătură directă pe durata transferului, implicând alocarea tuturor magistrelor care se interpun între procesor și memorie. În sisteme multiprocesor de tipul Cm* o asemenea soluție ar duce relativ frecvent la situații de „interblocare” („deadlock”) sau ar complica foarte mult procedeul de alocare a magistrelor. De aceea s-a apelat la „comutarea în pachete”.

În acest procedeu, adresa și/sau informația se transmite de la o magistrală la alta prin intermediul unor buffere. Magistralele nu sînt deci alocate pe toată durata unui acces la memorie, ci numai pe intervalul necesar pentru transmiterea unui „pachet”. Evident, poate apare interblocarea în alocarea bufferelor, dar este mult mai economic să se prevadă mai mult spațiu pentru buffere decît magistrale suplimentare.

Trebuie scos în evidență rolul deosebit de însemnat pe care îl au în transformările suferite de adresa de memorie emisă de un procesor, comutatorul local și, mai ales, dispozitivul notat *K.map* în fig. 3.

În calculatoarele din familia PDP-11 adresa emisă de un procesor are 16 biți, în timp ce pe magistrala memoriei se folosesc 18 biți de adresă. Apare în felul acesta o primă „virtualizare” a adresei (în sensul definit pentru PDP-11), care la *Cm** este realizată în *S.local*. Totodată, în *S.local* se va indica dacă locația adresată de procesor nu se găsește în memoria locală. În acest caz, ea va fi transmisă spre *K.map* unde va fi transformată într-o adresă virtuală de 28 biți și apoi transmisă prin intermediul magistralelor pînă la modulul calculator corespunzător.

5. Concluzii

Din analiza proiectelor de sisteme multiprocesor expuse în lucrare se desprinde în primul rînd ideea că factorul principal în stabilirea configurației îl constituie domeniul de aplicație. Sistemele cu microprocesoare sînt aproape în exclusivitate „sisteme dedicate”, aducă au de îndeplinit un grup de sarcini bine determinate, care nu se modifică în timp. De aceea, la proiectarea unui astfel de sistem se pleacă de la analiza aprofundată a aplicației pentru a stabili clar sarcinile ce trebuie realizate și a le organiza în procese. În timpul acestei analize vor rezulta valori aproximative pentru intensitatea traficului între procese și se poate de asemenea stabili dacă procesoarele din sistem trebuie să fie distribuite în spațiu sau pot fi concentrate într-un singur loc. În continuare se va aprecia numărul de procesoare, cantitatea de memorie și perifericele necesare. În funcție de aceste elemente se va stabili dacă se poate alege o configurație de tipul 1 sau este necesară o configurație de tipul 2. Componentele electronice existente în țara noastră în momentul de față și în viitorul apropiat sînt mai puțin potrivite pentru configurații de tipul 3. Dacă analiza aplicației a fost încă suficient de amănunțită și definirea proceselor s-a făcut cu grijă, configurațiile de tipul 2 vor oferi gradul de generalitate și flexibilitate necesare.

6. BIBLIOGRAFIE

1. R. J. Swan, ș.a.: „The Structure and Architecture of *Cm**: a Modular, Multi-Microprocessor”, Carnegie-Mellon University, Aug. 1976.
2. R. J. Swan, ș.a.: „The Implementation of the *Cm** Multi-microprocessor”, AFIPS — Conference Proceedings, 1977.
3. E. Douglas Jensen: „The Honeywell Experimental Distributed Processor — An Overview”, *Computer*, ian. 1978.
4. G. Adams, T. Rolander: „Design Motivations for Multiple Processor Microcomputer Systems”, *Computer Design*, martie 1978.

MEMORY ORGANISATION IN MULTIPROCESSOR SYSTEMS

SUMMARY

The access mode to the main memory in multiple processor systems, especially in the systems based on microprocessors, is heavily dependant on the application area. Three different memory organisations are presented and illustrated with projects described in the recent literature. The appropriate application areas for each organization are also indicated. In the author's opinion, the organization in which each processor has a private memory and access to a common memory block seems the most convenient for the available microprocessors.

5. Conclusions

The analysis presented of the systems multiprocessor expuse in literature se des-prinde in primul rind ideea ca factorul principal in stabilirea configuratiei si constitutiei domeniului de aplicatie. Sistemele cu microprocesoare sunt grupate in exclusivitate "sisteme dedicate", adica au de indeplinit un grup de sarcini bine determinate, care nu se modifica in timp. De aceea, in proiectarea unui astfel de sistem se pleaca de la analiza aprofundata a aplicatiei pentru a stabili clar sarcinile ce trebuie realizate si a se organiza in procesor. In timpul acestei analize vor rezulta valori aproximative pentru intensitatea tractiunii intr-un procesor si se poate de asemenea stabili daca procesorul din sistem trebuie sa fie distribuit in spatiu sau pot fi concentrate intr-un singur loc. In continuare se va prezenta numarul de procesoare, cantitatea de memorie si periferice necesare. In functie de aceste elemente se va stabili daca se poate realiza o configuratie de tipul 1 sau este necesara o configuratie de tipul 2. Componentele electronice existente in tara noastra in momentul de fata si in viitorul apropiat sunt mai putine potrivite pentru configuratii de tipul 3. Dupa analiza aplicatiei a fost facut selectat de amănunțit și definit procesorul sau facut cu grijă configuratiile de tipul 2 vor oferi trunchi de generalitate și flexibilitate necesare.

6. BIBLIOGRAPHY

1. R. A. Swain, ed.: "The Structure and Architecture of Cam", a Modular Multi-Microprocessor, Cambridge-Massachusetts, Aug. 1978.
2. R. A. Swain, ed.: "The Implementation of the Cam/Multi-Microprocessor", AFIPS - Conference Proceedings, 1977.
3. E. Douglas Jensen: "The Honeywell Experimental Distributed Processor - An Overview", Computer, Jan. 1978.
4. G. Adams, T. Hollanders: "Design Methodology for Multiple Processor Microcomputers Systems", Computer Design, March 1978.

MONITOR/DEPANATOR PENTRU MICROPROCESORUL INTEL 8080

DE

I. JURCA, C. STRUGARU

1. Introducere

În faza de punere la punct a programelor dezvoltate în diverse aplicații ale microprocesoarelor este deosebit de util să existe anumite facilități de control asupra acestor programe. Se cere în special o modalitate de execuție controlată a programelor în sensul că execuția poate fi făcută etapă cu etapă (chiar pas cu pas dacă este necesar), pentru a se certifica dacă anumite instrucțiuni sînt executate sau nu. În afară de aceasta, informații utile se pot obține din cunoașterea conținutului registrelor microprocesorului cel puțin în punctele de oprire. În funcție de considerente de configurație a sistemului, de cost și de spațiu de memorie disponibil, se mai pot prevedea și alte astfel de facilități: modificarea conținutului unui octet sau a unei zone de memorie, păstrarea „istoriei” conținutului registrelor pe o anumită adîncime, afișarea conținutului unei zone de memorie, etc.

Programele prin care se oferă aceste facilități au primit în literatură denumirea de monitoare/depanatoare și se întîlnesc în momentul de față în diverse variante. Cîteva exemple sînt descrise, la nivele de detalii diferite, în lucrările [1], [2], [3].

Scopul lucrării de față este prezentarea unei prime versiuni funcționale de monitor realizat pentru un microprocesor INTEL 8080, folosind ca echipament de dialog un dispozitiv de afișare alfanumeric DAF 1001 conectat prin circuitul de interfață INTEL 8251. Obiectivul principal urmărit prin scrierea monitorului a fost obținerea posibilității de execuție controlată a programelor și de afișare a conținutului registrelor și a unei zone de memorie.

2. Configurația microcalculatorului

Organizarea monitorului/depanator este influențată în multe privințe de configurația microcalculatorului pe care el urmează a fi folosit. S-a considerat de aceea util să se prezinte, din punctul de vedere al realizatorului monitorului, structura sistemului existent la Catedra de calculatoare. Aceasta este cea schițată în fig. 1.

La microprocesorul 8080 este conectat 1 Koctet memorie RAM și 1 K octet memorie ROM. Introducerea datelor și a programelor în RAM se face utilizînd o tastatură hexazecimală tip FC-16. În componența sistemului mai intră dispozitivul de afișare alfanumeric DAF 1001, conectat la microprocesor

prin intermediul unui circuit de interfață USART tip Intel 8251. Există posibilitatea transmiterii de informații între DAF 1001 și microprocesor în regim caracter sau în regim mesaj.

Codul monitorului se va găsi în ROM, utilizându-se și o porțiune din adresele superioare ale RAM pentru datele de lucru necesare monitorului. Restul

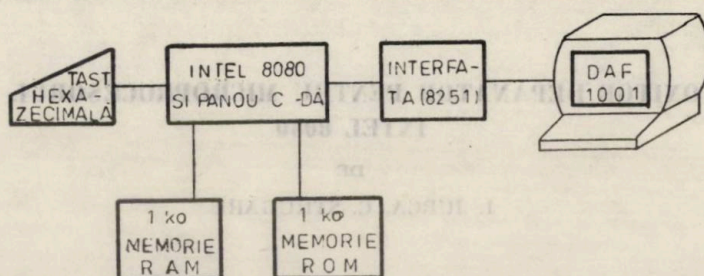


Fig. 1. Schema bloc a microprocesorului.

spațiului din RAM va fi la dispoziția programelor care se depanează. Din această împărțire a memoriei, rezultă că trebuie să se restrângă codul monitorului la cel mult 1 octet și să se reducă la *maximum* zona de date de lucru utilizată de monitor.

Dacă se ține cont că pentru înscriserea monitorului în ROM se utilizează aceeași configurație a microcalculatorului [4], rezultă că de fapt codul monitorului trebuie păstrat sub 1 000 octeți.

3. Prezentarea generală a monitorului/depanator

Ținând cont de configurația disponibilă, prezentată mai sus, și de datele existente în literatură asupra dimensiunilor unor monitoare/depanatoare, s-a decis să se realizeze un monitor care permite doar două funcții de bază. În felul acesta, monitorul ocupă cca 780 octeți în ROM și cca 50 octeți în partea superioară a RAM.

Cele două funcții de bază sînt :

- afișarea conținutului unei zone de memorie de 136 octeți, în jurul unei adrese specificate ;
- lansarea în execuție a unui program de la o adresă specificată și eventual oprirea execuției la o altă adresă specificată. Dacă adresa de oprire este atinsă, se afișează conținutul registrelor microprocesorului în momentul opririi și o zonă de memorie de 136 octeți în jurul adresei de oprire.

Pentru specificarea acestor funcții, s-a stabilit o sintaxă de comandă. Astfel, afișarea conținutului memoriei se face introducînd de la tastatura DAF 1001 :

D XXXX

unde prin XXXX s-a notat o adresă în hexazecimal.

Execuția unui program se poate cere în una din următoarele trei variante.

- a) G XXXX
- b) G XXXX, YYYY
- c) G, YYYY

În varianta a) se lansează programul care începe la adresa XXXX, după care monitorul nu mai intervine. Programul se poate opri normal sau poate intra într-o buclă și este oprit de la panoul de comandă. Se poate apela apoi din nou monitorul pentru afișare.

În varianta b) se lansează programul care începe la adresa XXXX și se prevede ca acesta să se oprească la atingerea instrucției de la adresa YYYY, înainte de a executa această instrucție. Dacă se ajunge la adresa YYYY, atunci se afișează (tot ca efect al comenzii) conținutul registrelor microprocesorului în momentul opririi și al zonei de memorie din jurul lui YYYY.

Varianta c) permite lansarea în execuție a unui program de la ultima adresă la care a fost oprit și pînă la adresa YYYY. La atingerea adresei YYYY continuarea este aceeași ca și la varianta b). Această formă a comenzii este comodă la testarea pe zone a unui program, putînd fi de asemenea folosită pentru executarea unui program în regim „pas cu pas”. Trebuie avut grijă numai ca întotdeauna adresele specificate să fie adrese de început de instrucție.

Dacă adresa YYYY nu este atinsă în timpul execuției, programul trebuie oprit de la panoul de comandă, după care se reintră în monitor și se apelează comanda de afișare pentru a încerca în acest mod determinarea erorii sau se relansează programul în execuție, dar cu oprire la o adresă situată mai aproape de începutul programului.

4. Detalii de programare

Ordinograma generală de principiu a monitorului este prezentată în fig. 2. Se recomandă ca înainte de pornirea propriu-zisă a sistemului, să se introducă 0000 la adresa ADAF (03FD în monitorul realizat). Aceasta va avea drept consecință faptul că inițial pe ecranul DAF va apare inscripția:

MS

COMMAND :

indicînd începutul normal al funcționării. Altfel, prima inscripție de pe ecran ar fi:

NO BRKPT

COMMAND :

care ar putea fi interpretată și ca un mesaj de eroare.

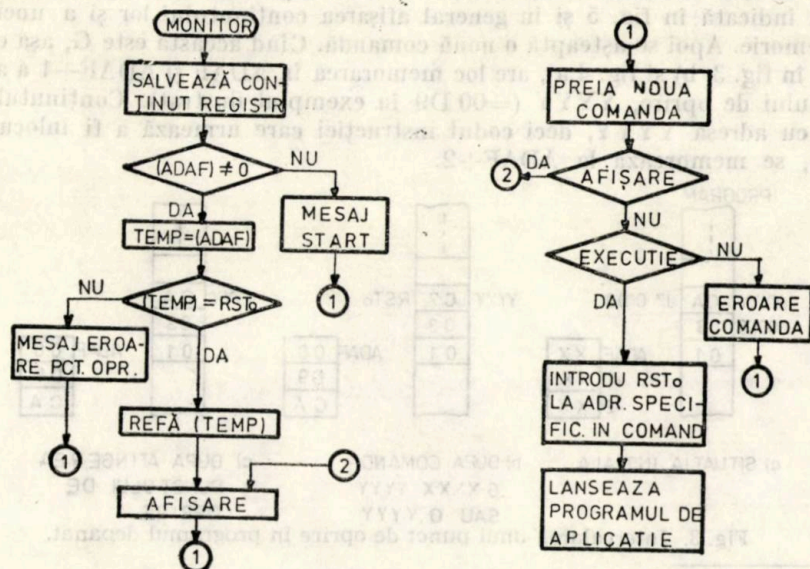


Fig. 2. Ordinograma generală a monitorului.

Trebuie remarcat că odată ce monitorul a început să lucreze, controlul îi revine după fiecare comandă (cu excepția comenzii G XXXX). Aceasta înseamnă că terminarea unei „sesiuni“ de depanare va avea loc în mod normal prin oprirea microcalculatorului de la consolă.

Realizarea opririi execuției în punctul dorit ⁽¹⁾, cu posibilitatea de refacere automată a conținutului adresei respective constituie problema centrală în scrierea unui monitor/depanator. Pentru rezolvarea ei se face uz, în general, de instrucțiunile de tip RST cu care sînt prevăzute majoritatea microprocesoarelor. Se reamintește că efectul unei asemenea instrucții este analog cu cel a unui semnal de întrerupere; se introduce în stivă conținutul registrului PC (numărătorul de instrucții), care indică adresa instrucției ce urmează după RST, și se execută un salt la zona primelor adrese de memorie. La INTEL 8080 există 8 instrucții RST, notate RST₀—RST₇. Pentru RST_i saltul urmează să se facă la adresa 8×i. Aici trebuie să înceapă programul de tratare a „întreruperii“. Întrucît pentru un asemenea program sînt rezervați la începutul memoriei doar 8 octeți, se va prevedea de obicei aici un salt (JMP) la o altă zonă a memoriei care conține efectiv programul.

În monitorul prezentat în lucrarea de față s-a decis să se folosească instrucția RST₀. Aceasta simplifică într-o anumită măsură procedura de punere în lucru a monitorului, întrucît, avînd asociată adresa 0000, la pornirea microcalculatorului comanda este trecută în mod automat monitorului. La atingerea unui punct de oprire în programul supus depanării, controlul revine de asemenea la adresa 0000, ceea ce va avea drept efect reintrarea în monitor. Mai trebuie remarcat faptul că restul de 7 nivele de întrerupere rămîn la dispoziția programelor de aplicații: în monitoarele care nu folosesc RST₀, vor rămîne în general disponibile numai 6 nivele de întrerupere.

Pentru a urmări în amănunt operațiile care au loc în legătură cu realizarea unui punct de oprire se vor folosi fig. 3, 4 și 5. În fig. 3 sînt ilustrate transformările prin care trece programul supus depanării, iar fig. 4 redă sub formă de ordinogramă aceste transformări. Fiecare activare a monitorului are ca efect imediat salvarea conținutului tuturor registrelor microprocesorului, în forma indicată în fig. 5 și în general afișarea conținutului lor și a unei zone de memorie. Apoi se așteaptă o nouă comandă. Cînd aceasta este G, așa cum se arată în fig. 3. b) și fig. 4.a), are loc memorarea în ADAP și ADAP+1 a adresei punctului de oprire, YYYY (=00 D9 în exemplul ilustrat). Conținutul octetului cu adresa YYYY, deci codul instrucției care urmează a fi înlocuită cu RST₀, se memorează la ADAP+2.

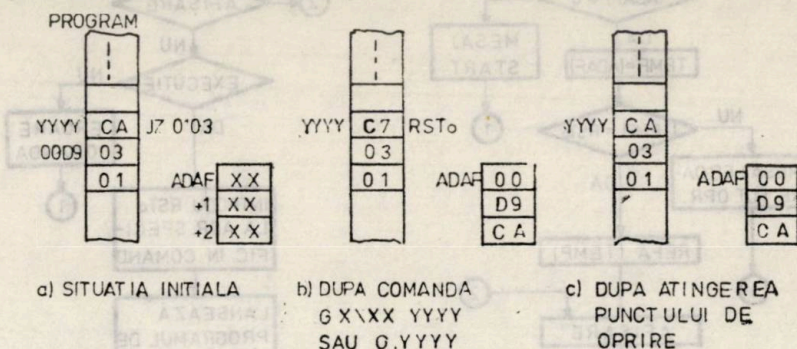


Fig. 3. Intercalarea unui punct de oprire în programul depanat.

¹ Pentru a desemna punctul de oprire, în literatură se folosește de obicei termenul englez „breakpoint“.

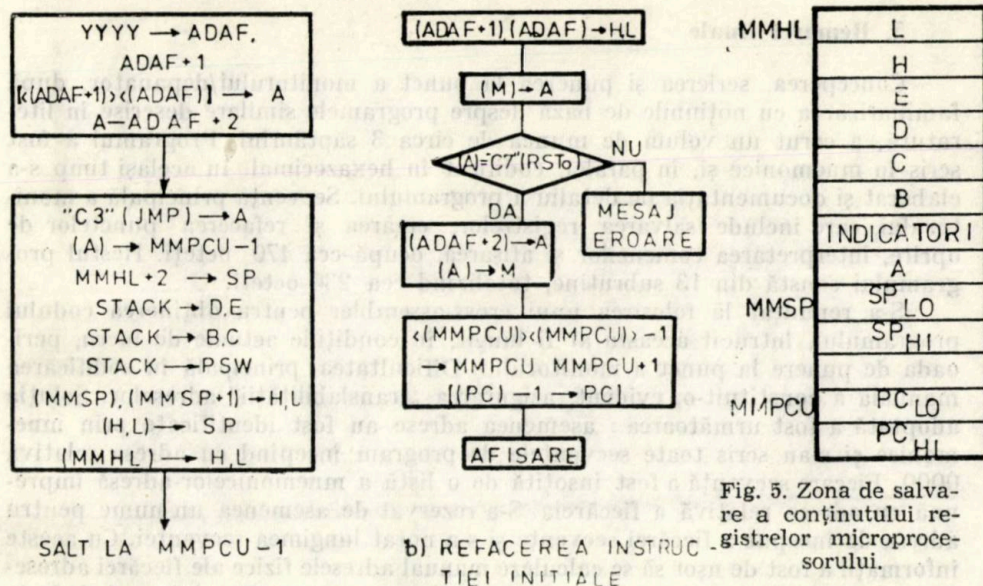


Fig. 5. Zona de salvare a conținutului registrelor microprocesorului.

d) CREAREA UNUI PCT OPR

Fig. 4. Ordinograma referitoare la punctele de oprire.

În continuare se pregătește (re)lansarea programului de aplicație. O problemă deosebită o constituie refacerea stării registrului PC. Asupra acestuia se poate opera la microprocesorul 8080 numai prin intermediul instrucției PCHL, care transferă în PC conținutul registrelor H și L. Dacă s-ar folosi această instrucție, ar fi imposibil să se refacă ulterior conținutul registrelor H și L. De aceea se folosește un artificiu: în octetul de dinaintea adresei MMPCU (v. fig. 5) se introduce codul instrucției JMP („C3”). După aceea se reface conținutul registrelor microprocesorului, cu excepția registrului PC, apoi se execută un salt la adresa MMPCU-1. În felul acesta continuarea va fi un nou salt, la adresa conținută în MMPCU și MMPCU+1. Aici a fost însă depusă anterior adresa de (re) lansare a programului de aplicație (această operație nu e ilustrată în ordinogramă), deci efectul este în final cel dorit.

La atingerea unui punct de oprire monitorul reprimște comanda și, cum s-a mai spus, salvează conținutul registrelor. Imediat după aceasta se verifică dacă la adresa indicată în ADAF și ADAF+1 se găsește în programul de aplicație o instrucție RSTo. Dacă nu, înseamnă că intrarea în monitor s-a produs din alte cauze decât atingerea punctului de oprire și se emite un mesaj de eroare, după care se așteaptă o nouă comandă. Când se găsește RSTo se reface conținutul inițial, codul instrucției luându-se de la ADAF+2. (fig. 3c și 4b).

S-a observat în literatură [1] că nu întotdeauna are loc o refacere imediată a instrucției din punctul de oprire, ci se așteaptă pînă la primirea unei comenzi explicite pentru această acțiune. Soluția adoptată în monitorul prezentat aici conferă însă un grad mai mare de siguranță (utilizatorul poate uita să ceară refacerea instrucției), deși se poate spune că s-a redus puțin flexibilitatea comenzilor.

Afșarea conținutului registrelor și a zonei de memorie se face în același format ca și în [1], ținându-se cont însă de capacitatea de afișare a dispozitivului DAF 1001. S-a renunțat la afișarea conținutului memoriei și în formă alfanumerică (se afișează numai în hexazecimal), pentru a reduce pe cît posibil dimensiunile monitorului.

5. Remarci finale

Conceperea, scrierea și punerea la punct a monitorului/depanator, după familiarizarea cu noțiunile de bază despre programele similare descrise în literatură, a cerut un volum de muncă de circa 3 săptămâni. Programul a fost scris în mnemonice și, în paralel, codificat în hexazecimal. În același timp s-a elaborat și documentația de detaliu a programului. Secvența principală a monitorului, care include salvarea registrelor, crearea și refacerea punctelor de oprire, interpretarea comenzilor și afișarea, ocupă cca 470 octeți. Restul programului constă din 13 subrutine, totalizând cca 230 octeți.

S-a renunțat la folosirea unui cross-assembler pentru obținerea codului programului, întrucât aceasta ar fi lungit, în condițiile actuale de lucru, perioada de punere la punct a monitorului. Dificultatea principală în codificarea manuală a constituit-o, evident, asigurarea „translabilității” adreselor. Soluția adoptată a fost următoarea: asemenea adrese au fost identificate prin mnemonice și s-au scris toate secvențele de program începând cu adresa relativă 0000. Fiecare secvență a fost însoțită de o listă a mnemonicelor-adresă împreună cu adresa relativă a fiecăreia. S-a rezervat de asemenea un nume pentru adresa de început a fiecărei secvențe și s-a notat lungimea secvenței. Cu aceste informații a fost de ușor să se calculeze manual adresele fizice ale fiecărei adrese-mnemonic, atunci când s-a decis să se implementeze monitorul începând de la adresa C400.

Din experiența câștigată cu această ocazie se poate trage concluzia că este deosebit de utilă existența unei forme de memorie secundară: bandă perforată, casetă magnetică etc. Această memorie ar înmagazina la sfârșitul zilei de lucru, programul în fază de testare, în forma la care s-a ajuns momentan. El va putea fi reluat de aici, fără a mai fi necesară o nouă introducere de la tastatură, care consumă relativ mult timp. Se prevede de aceea extinderea configurației actuale a sistemului cu un casetofon adaptat înregistrării/redării datelor numerice.

Posibile extinderi ale monitorului/depanator ar putea include modificarea conținutului unei zone de memorie direct de la tastatura DAF 1001 și păstrarea „istoriei” registrelor pe o adâncime de 5 instrucții. S-ar putea dovedi de asemenea utilă separarea afișării registrelor de afișarea zonei de memorie. Se apreciază că aceste extinderi vor conduce la creșterea cu cca 400 octeți a codului monitorului și cu cca 100 octeți a zonei de date.

BIBLIOGRAFIE

1. B. Gladstone: „Monitor/Debugger saves time when checking μP software”, EDN, sept. 20, 1976.
2. J. D. Nicoud: „Monitors and Debuggers”, Microscope, vol. 1, nr. 3 Mai 1976.
3. D. H. Sawin: „Software Breakpoints”, Microscope, vol. 2, nr. 14, Nov. 1978.
4. C. Strugaru: „Programator pentru memoria EPROM-2708” (publicat în această fascicolă).

A MONITOR/DEBUGGER FOR INTEL 8080

(ABSTRACT)

The paper presents a monitor/debugger for INTEL 8080, in a simple version with only two basic commands; display and breakpoints. Details are given about the breakpoints implementation.

PROGRAME DE COMANDĂ PENTRU UN TESTOR DE MODULE DE MEMORIE ECHIPAT CU UN MICROPROCESOR INTEL 8080

DE

I. JURCA, S. HOLBAN, C. STRUGARU

1. Introducere

Programele descrise în această lucrare comandă funcționarea unui testor pentru determinarea fiabilității unor module de memorie, construit la Catedra de calculatoare. Testorul propriu-zis este prezentat pe larg în lucrarea [1]. Se reamintește aici că testorul poate lucra atât cu module de memorie realizate cu miezuri de ferită, cât și cu module de memorie semiconductoare, realizate în tehnologia MOS. Fiecărui tip de module i se aplică, la cerere, o serie de 6 teste (de exemplu: înscrie și citește „0” în întreg modulul, înscrie și citește un cod defavorabil, înscrie și citește adresa etc.). Pot exista 1 pînă la 4 module din fiecare tip. Rezultatul unui test („bun” sau „defect”) este transmis microprocesorului, făcînd uz de posibilitățile de întrerupere ale acestuia. Totodată, se transmite codificat și starea tensiunilor de alimentare ale fiecărui modul („conectat”/„deconectat”). Deci, în urma unei cereri de test, testorul trimite spre microprocesor o secvență de 6 sau 12 octeți, după cum în testor se găsește numai un tip de module sau sînt prezente ambele tipuri. Formatul fiecărui octet este cel indicat în fig. 1.

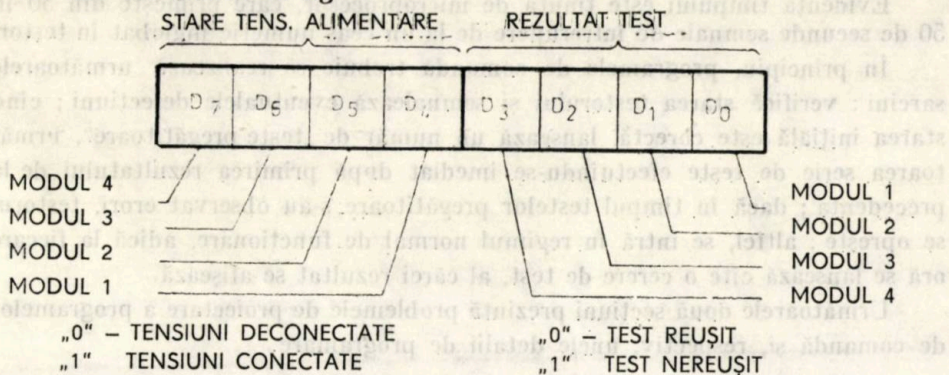
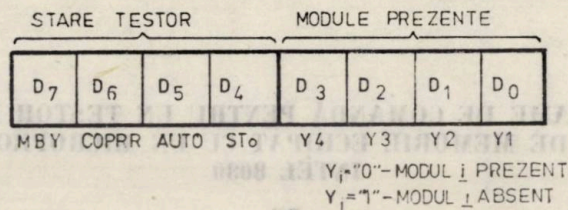


Fig. 1. Formatul de raportare a rezultatelor unui test.

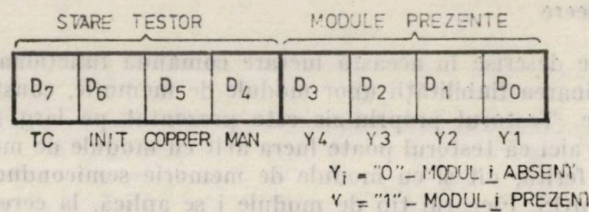
Rezultatul testelor este în continuare examinat de microprocesor și afișat pe un display tip DAF 1001, precum și tipărit la o imprimantă numerică SEIKO. După o oră, microprocesorul emite din nou spre testor o comandă pentru efectuarea secvenței de teste, ale căror rezultate sînt iarăși afișate. Acest ciclu trebuie repetat de pînă la 1 000 de ori.

Apariția unor erori în timpul testelor se poate sesiza fie urmărind ecranul DAF, fie imprimanta, iar „istoria” testelor este păstrată pe hîrtia imprimantei.

Pentru erori grave s-a prevăzut în sistem o alarmă sonoră cu 4 frecvențe. Utilizarea acestora se va descrie în detaliu la momentul potrivit.



a) TESTORUL DE MODULE DE MEMORIE CU FERITE



a) TESTORUL DE MODULE DE MEMORIE MOS

Fig. 2. Formatul de raportare a stării testorului.

Se mai precizează că în urma unor comenzi primite de la microprocesor, testorul poate trimite acestuia starea subansamblului care testează modulele de memorie cu ferite și separat a subansamblului care testează modulele de memorie MOS, după formatul indicat în fig. 2. Pentru denumirea semnalelor de stare se recomandă consultarea lucrării [1].

Evidența timpului este ținută de microprocesor, care primește din 50 în 50 de secunde semnale de întrerupere de la un ceas numeric înglobat în testor.

În principiu, programele de comandă trebuie să realizează următoarele sarcini: verifică starea testorului și semnalează eventualele defecțiuni; cînd starea inițială este corectă, lansează un număr de „teste pregătitoare”, următoarea serie de teste efectuîndu-se imediat după primirea rezultatului de la precedentă; dacă în timpul testelor pregătitoare s-au observat erori, testorul se oprește; altfel, se intră în regimul normal de funcționare, adică la fiecare oră se lansează cîte o cerere de test, al cărui rezultat se afișează.

Următoarele două secțiuni prezintă problemele de proiectare a programelor de comandă și, respectiv, unele detalii de programare.

2. Proiectarea programelor de comandă

Elementul principal în proiectarea programelor de comandă a testorului îl constituie utilizarea posibilităților de întrerupere ale microprocesorului: secvențierea în timp a programelor este determinată de succesiunea în care apar semnalele de întrerupere.

Se folosesc 4 din cele 8 nivele de întrerupere :

- nivelul 0 pentru pornirea microprocesorului ;
- nivelul 5 pentru ceasul numeric ;
- nivelul 6 pentru testorul de memorii cu ferite ;
- nivelul 7 pentru testorul de memorii MOS.

Conceptual, rutinele de tratare a celor patru întreruperi se pot considera drept patru procese concurente între care se stabilesc anumite relații de cooperare. În setul de programe mai apar rutinele de interpretarea și afișarea rezultatelor testelor, care pot fi apelate fie din rutina de tratare a întreruperilor de la testorul de memorii cu ferite, fie din rutina pentru testorul de memorii MOS. Relațiile între aceste programe sint prezentate în fig. 3 și vor fi descrise

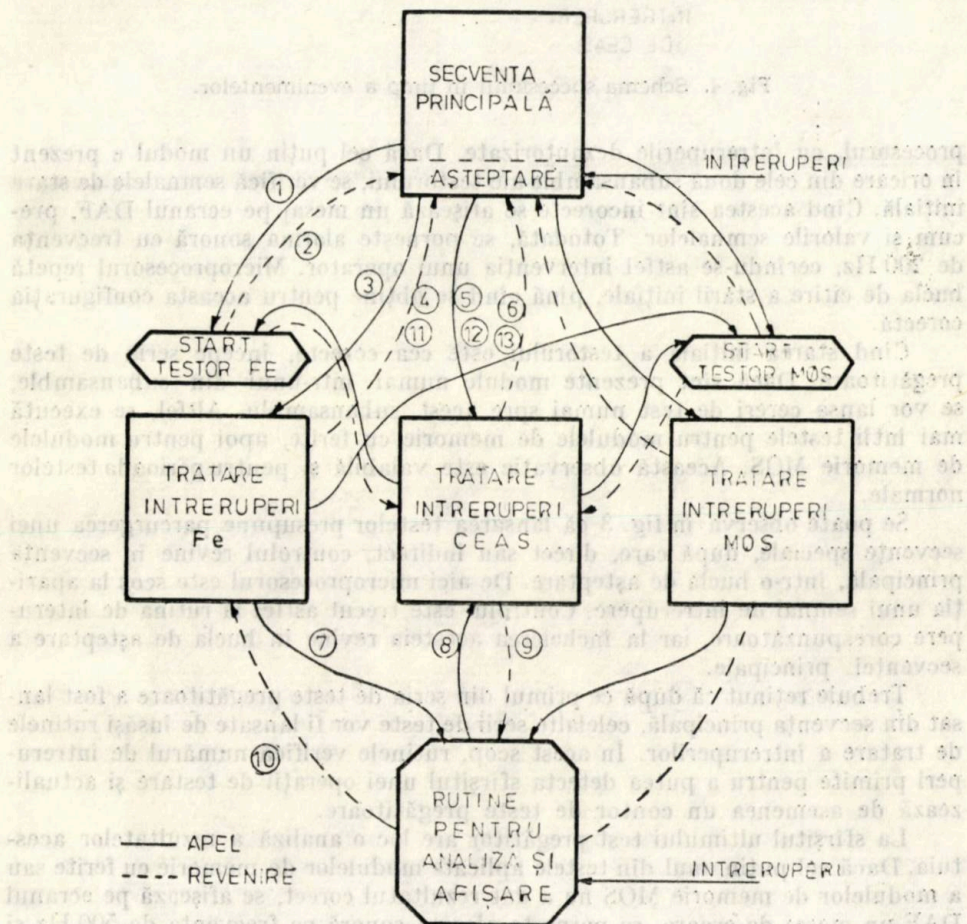


Fig. 3. Relațiile între programele de comandă.

în continuare. La înțelegerea funcționării programelor servește și fig. 4, care ilustrează schematic desfășurarea în timp a evenimentelor din sistem. La pornirea microprocesorului se activează secvența principală. Aici au loc mai întâi o serie de inițializări, printre care : specificarea regimului de lucru al circuitului de interfață Intel 8251, specificarea numărului de teste pregătitoare, interzicerea numărării întreruperilor de ceas, interzicerea testului

„galloping“ la modulele de memorie MOS. Se citește apoi informația de stare pentru cele două subansamble ale testorului și se analizează această informație. Dacă nici un modul nu este prezent în testor, se afișează un mesaj pe ecranul DAF, se pornește alarma sonoră cu frecvența de 2 KHz și se oprește micro-

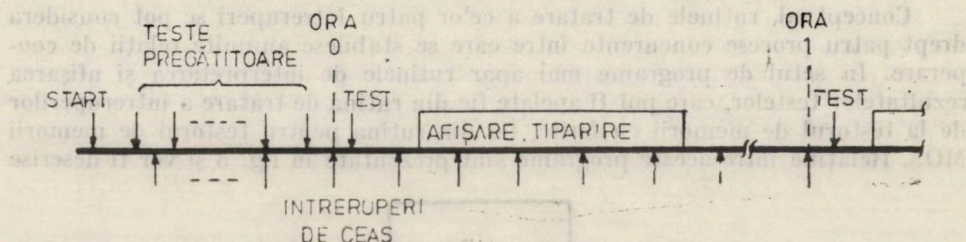


Fig. 4. Schema succesiunii în timp a evenimentelor.

procesorul, cu întreruperile de autorizare. Dacă cel puțin un modul e prezent în oricare din cele două subansamble ale testorului, se verifică semnalele de stare inițială. Când acestea sînt incorecte se afișează un mesaj pe ecranul DAF, precum și valorile semnalelor. Totodată, se pornește alarma sonoră cu frecvența de 200 Hz, cerîndu-se astfel intervenția unui operator. Microprocesorul repetă bucla de citire a stării inițiale, pînă cînd se obține pentru aceasta configurația corectă.

Cînd starea inițială a testorului este cea corectă, începe seria de teste pregătitoare. Dacă sînt prezente module numai într-unul din subansamble, se vor lansa cereri de test numai spre acest subansamblu. Altfel, se execută mai întîi testele pentru modulele de memorie cu ferite, apoi pentru modulele de memorie MOS. Această observație este valabilă și pentru perioada testelor normale.

Se poate observa în fig. 3 că lansarea testelor presupune parcurgerea unei secvențe speciale, după care, direct sau indirect, controlul revine în secvența principală, într-o buclă de așteptare. De aici microprocesorul este scos la apariția unui semnal de întrerupere. Controlul este trecut astfel la rutina de întrerupere corespunzătoare, iar la încheierea acesteia revine în bucla de așteptare a secvenței principale.

Trebuie reținut că după ce primul din seria de teste pregătitoare a fost lansat din secvența principală, celelalte serii de teste vor fi lansate de însăși rutinele de tratare a întreruperilor. În acest scop, rutinele verifică numărul de întreruperi primite pentru a putea detecta sfîrșitul unei operații de testare și actualizează de asemenea un contor de teste pregătitoare.

La sfîrșitul ultimului test pregătitor are loc o analiză a rezultatelor acestuia. Dacă cel puțin unul din testele aplicate modulelor de memorie cu ferite sau a modulelor de memorie MOS nu a dat rezultatul corect, se afișează pe ecranul DAF un mesaj de eroare, se pornește alarma sonoră pe frecvența de 500 Hz și se afișează rezultatele. După aceea, microprocesorul se oprește, cu întreruperile de autorizare.

La terminarea corectă a testelor pregătitoare are loc autorizarea numărării întreruperilor de la ceasul numeric și o „sincronizare“ a ceasului. Se precizează că ceasul numeric funcționează din momentul pornirii sistemului, emițînd întreruperi la fiecare 50 secunde. Datorită acestui fapt, nu se poate preciza distanța în timp între momentul terminării testelor pregătitoare și apariția primei întreruperi de ceas ulterioare acestui moment. Această întrerupere trebuie așteptată,

iar sosirea și luarea ei în considerare marchează originea timpului pentru funcționarea în regim normal de testare a sistemului.

La fiecare început de oră (deci și la ora zero), prin intermediul rutinei de tratare a întreruperilor de ceas se lansează o nouă cerere de test. După primirea ultimului semnal de întrerupere de la testor prin care se preiau rezultate ale testelor, se trece comanda rutinelor de afișare și tipărire. Din momentul cînd afișarea și tipărirea s-au terminat, microprocesorul iese din bucla de așteptare din secvența principală doar pentru a trata întreruperile de ceas. La trecerea unei ore, secvența de teste se repetă.

Unul din testele care se aplică modulelor de memorie MOS, testul „galloping” are o durată mult mai mare decît celelalte tipuri de teste, anume cca 15 min. față de cîteva zecimi de secundă. Din acest motiv, testul „galloping” este inhibat pe perioada testelor pregătitoare.

Tensiunile de alimentare ale modulelor se deconectează automat în caz de defectare. Un asemenea eveniment este reflectat și în punerea pe zero a bistaibilului corespunzător din octetul care se transmite ca rezultat al unui test. S-a luat decizia ca citirea acestui octet să aibă loc și pe timpul efectuării testelor atunci cînd se mai așteaptă numai rezultatul de la „galloping”, precum și mai departe, la fiecare apariție a unei întreruperi de ceas. Dacă în urma unei astfel de citiri se descoperă că nici unul din modulele prezente în testor nu mai este alimentat, testorul se oprește, se afișează un mesaj de eroare și se declanșează alarma sonoră pe frecvența de 1 KHz, după care microprocesorul se oprește, cu întreruperile deautorizate.

Afișarea rezultatelor testelor pe ecranul DAF și tipărirea lor la imprimantă durează mai mult de 50 de secunde. Deci, în timpul efectuării acestor operații apare cel puțin o cerere de întrerupere de la ceasul numeric, care trebuie luată în considerare fiindcă altfel ar apare erori în evidența timpului. De aceea, rutinele de afișare lucrează în cea mai mare parte a lor cu întreruperile autorizate. Anumite porțiuni critice trebuie să fie însă protejate, așa cum se va arăta în secțiunea următoare.

Pentru cazul cînd în testor se introduc numai module de memorie cu ferite, succesiunea aproximativă în timp a apelurilor între rutine este cea prezentă în fig. 3 prin numere încercuite. S-a încercat să se reprezinte situația în care testele pregătitoare sînt corecte, urmărită pînă după tipărirea rezultatelor testelor lansate de la ora zero. De notat numerele duble care apar pe cîteva ramuri.

3. Detalii de programare

O primă chestiune discutată este legată de implementarea rutinelor de tratare a întreruperilor. Așa cum se arată în [3], după luarea în considerare a unui semnal de întrerupere de către microprocesor la sfîrșitul instrucției curente, echipamentul care a emis semnalul trebuie să poziționeze pe liniile de date codul instrucției RSTn ($n=0, 1, \dots, 7$). Prin executarea acestei instrucții, controlul ajunge la adresa $8n$, unde începe rutina întreruperii respective. În acest moment întreruperile sînt deautorizate, deci nici un alt semnal de întrerupere nu mai poate fi luat în considerare. Se poate părăsi acest regim numai prin prevederea în rutina de tratare a întreruperii a unei instrucții EI (autorizează întreruperile“).

În mod evident, cei 8 octeți rezervați la începutul memoriei pentru o rutină de întrerupere sînt în majoritatea cazurilor insuficienți. De aceea, în acești primi octeți figurează de obicei un salt sau un apel la o secvență de program situată în altă zonă a memoriei. Acolo are loc tratarea propriu-zisă a întreruperii.

În timpul executării unei instrucții RST, se salvează în stivă conținutul registrului PC, care indică deci adresa instrucției următoare din programul întrerupt. Din acest motiv, revenirea dintr-o rutină de tratare a întreruperilor trebuie făcută neapărat printr-o instrucție RET, care va scote din stivă vechiul conținut al lui PC.

Rutinele pentru întreruperi din prezentul proiect au fost realizate conform schemei următoare :

Intr.	IFE :	CALL	TRIFE	Trife :	-----	tratarea
Ferite		EI			-----	propriu-zisă
		RET			-----	
						RET

Se subliniază că utilizarea lui CALL în loc de JMP înseamnă în final realizarea unei economii de spațiu de memorie de 1 octet pentru fiecare rutină, ceea ce în unele situații poate fi util.

În mod normal, faptul că unele dintre nivelele de întreruperi rămân nefolosite nu constituie nici un impediment. Pentru a evita însă orice efect nedorit care ar putea apare în urma unui semnal de întrerupere pe un asemenea nivel, s-au prevăzut la adresele corespunzătoare nivelelor 1, 2, 3 și 4 instrucțiile :

EI

RET.

Aceasta face ca orice întrerupere parazită să treacă „neobservată“.

S-a arătat în secțiunea precedentă că trebuie luate măsuri ca întreruperile de ceas să nu se piardă pe timpul afișării. Pentru aceasta, se prevede înainte de apelul la aceste rutine o instrucție EI. Dar, atît afișarea unui caracter pe ecranul DAF, cît și tipărirea unui rînd la imprimantă sînt operații care trebuie să rămînă neîntreruptibile, fiindcă ele se bazează pe prezența unor semnale de sincronizare de la perifericele respective.

Astfel, operația de tipărire a unui rînd la imprimantă poate începe numai la primirea unui semnal care indică o poziție inițială convențională a tamburului cu caractere. Se urmărește prin program apariția acestui semnal, iar la apariția lui se declanșează o secvență bine determinată de acțiuni. Dacă o întrerupere apare în timpul urmăririi acestui semnal, este posibil ca tratarea ei să ceară un timp atît de lung încît la revenirea din rutina de tratare starea tamburului să fie necorespunzătoare. Nu se mai poate garanta în aceste condiții o funcționare corectă. Mai concret, urmărirea semnalului de sincronizare se face prin instrucțiile :

CICLU :	LDA	ST 8251
	ANI	01 H
	CPI	01 H
	JNZ	CICLU

Un semnal de întrerupere între ANI și CPI, de exemplu, face ca la revenirea din rutina de tratare a acestei întreruperi să se ia o decizie pe baza unei informații învechite : între timp, starea imprimantei (obținută prin LDA ST 8251) poate să se fi schimbat.

Este deci necesar ca rutinele pentru afișarea unui caracter și pentru tipărirea unui rînd să fie „încapsulate” într-o pereche de instrucții DI, EI.

O altă problemă interesantă a apărut la implementarea buclei de așteptare de la sfîrșitul secvenței principale. Această buclă arată astfel :

ASTEPT : NOP

JMP ASTEPT

JMP ASTEPT

Prezența celei de a doua instrucții JMP se explică în felul următor. Ieșirea din bucla de așteptare se poate produce numai la apariția unui semnal de întrerupere. Acest semnal poate apare fie în timpul execuției instrucției NOP, fie în timpul execuției primului JMP (singurul care se execută în mod normal). Dacă întreruperea vine în timpul lui NOP, adresa de revenire care se salvează în stivă va fi cea a primului JMP. Dacă însă întreruperea este recunoscută la sfîrșitul lui JMP, se va memora ca adresă de revenire adresa următoarei instrucții din program. Încheierea corectă a buclei cere deci, pentru astfel de situații, prezența celui de-al doilea JMP.

4. Observații și concluzii

Codul programelor de comandă descrise în această lucrare, împreună cu textul fix al mesajelor de eroare ocupă cca 2,5 Kocteți de memorie, ceea ce a făcut necesară utilizarea pentru memorarea lor a trei memorii ROM de tip INTEL 2708. Stiva și datele de lucru se păstrează într-o memorie RAM cu capacitatea de 1 Koctet.

Programele s-au pus la punct direct în cod mașină și întrucît sistemul este echipat cu numai 1 Koctet memorie RAM a fost necesar ca programele să fie introduse de la bun început în ROM. Au fost necesare cîteva reprogramări ale memoriilor ROM pentru eliminarea erorilor din programele de comandă. Realizarea acestor reprogramări a fost mult ușurată de următorii factori :

- existența unui programator de circuite ROM cu microprocesor [2] ;
- realizarea unui program de copiere a conținutului din ROM în RAM ;
- existența în permanență a unui circuit ROM șters, de rezervă.

În felul acesta o nouă programare durează cca 30 minute, timp în care se include și introducerea în RAM a modificărilor de program dorite.

Punerea la punct a programelor a durat aproximativ două săptămîni, dar conceperea ordinogramelor și scrierea programelor într-o primă formă a necesitat peste 2 luni/om.

Setul de programe este realizat modular, constînd din peste 20 de subprograme. În procesul de punere la punct al programelor s-au creat în mod voit toate situațiile care pot apare în timpul funcționării testorului și în final programele au reacționat corect la aceste situații. Ele au fost apoi lăsate în funcțiune un timp mai îndelungat, cu frecvență întreruperilor de ceas de 10 ori mai mare decît în mod normal și s-a observat că se lansează corect teste la fiecare început de „oră”, urmate de afișarea și tipărirea rezultatelor.

Privind retrospectiv acest proiect se pot desprinde următoarele concluzii :

- pentru dezvoltarea unor programe mai mari (peste 2 Kocteți de cod) poate fi apreciată ca rentabilă utilizarea unui cross-assembler ;
- punerea la punct a unor astfel de programe va fi facilitată de prezența în microcalculator a unui spațiu mare de memorie cu citire-înscrisere (fie semiconductoare, fie cu ferite) ;

— în sistemele bazate pe întreruperi este utilă aplicarea unei metodologii de realizarea a programelor. Respectarea unor principii ale programării concurente se dovedește avantajoasă.

BIBLIOGRAFIE

1. C. Strugaru, M. Checeanu, A. Mihăilescu: „Testor pentru determinarea fiabilității modulelor de memorie”, Buletinul Științific I.P.T., Seria Electrotehnică, fasc. 2, 1978.
2. C. Strugaru, „Programator pentru memoria ROM 2708”, Buletinul Științific I.P.T., Seria Electrotehnică, fasc. 2, 1978.
3. * * * Intel 8080 Microcomputer Systems User's Manual, 1975.

CONTROL PROGRAMS FOR AN INTEL 8080 MICROPROCESSOR-BASED MEMORY MODULES TESTER

(ABSTRACT)

The programs presented in this paper control the correct sequencing of the operations that can be performed by a memory modules reliability tester, and display and print the tests results. The design of these programs, based on the Intel 8080's interrupt facilities is described. A few difficult points in the implementation of the programs are highlighted.

DETERMINATION OF A REDUCED ORDER MATHEMATICAL MODEL FOR A 50 TRAYS DISTILLATION COLUMN

BY

IOAN BABUȚIA, OCTAVIAN PROȘTEAN, IOAN MUREȘAN,
VOICHIȚA MUREȘAN

1. Introduction

In this paper is described a method for the approximation of the mathematical model of a distillation column of 250 order (namely represented by a set of 250 differential equations) through a model of 5 order. The principle of the method is to neglect the most remoted eigenvalues, from the origine, of the original system therefore, in retaining only the proper dominant eigenvalues that is only the dominant time constants, in the reduced order model. Thus the global behaviour of the approximated system will be in a large measure similar to that of the original system since the contribution of the proper nonretained eigenvalues in the response of the system are important only in the initial part of the response while the retained eigenvalues are important during the whole time of the response and in fact they determine the type of the system response.

2. Column Internal Dynamic

As a rule the control of the fractionary process consists in making precise adjustments to the excess of heat added to the bottom of the column and to the ceding of heat at the top of the column [1]. The flows of fluid in the column are determined by the quantity of ceded heat. The internal flows of vapours are determined by the quantity of the added heat, (fig. 1). The size of internal flows of liquid and vapours determine the speed of circulation in the column which in their turn determine the degree of separation between the two products. Between the added heat and the ceded one, a delicate equilibrium must be maintained. This equilibrium determines the difference between the flows of vapours and liquid from the section from the top of the column and also the difference between the flows of liquid and vapours in the bottom section of the column. The ratio between the internal flows of products determines the direction of the separation and strongly affects the composition of both products.

3. The Column Mathematical Model

The aim of the column is to provide the flows of the two materials etilen and etan, their features: the concentration, debit a.s.o., not being allowed to lower under a certain limit.

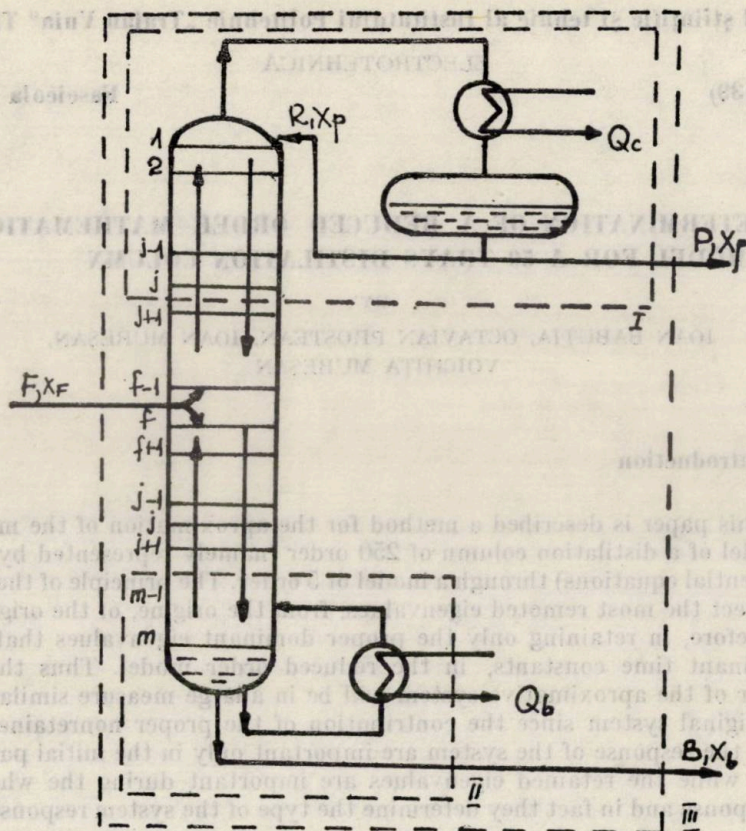


Fig. 1. Schematical representation of a distillation column.

The main characteristic of the modern control methods consists in the fact that it requires very precise models because of the utilization of some controllers of high performance.

The linear dynamic models present two essential advantages. In this field there is a very large theoretical background and on the other hand the most of the real processes accept a linear modelation for slight variation around the working point considered. These models are thus valide just in the neighbourhood of the working point and do not allow a correct description of the dynamic phenomenas for large deviation from this point or when important perturbations act upon the system.

The nonlinear dynamic models generally based on physical equations which describe the phenomena eliminate this disadvantage, but they are complicated and in most cases cannot be directly utilised for the synthesis of the control systems.

The bilinear dynamic models studied recently [2] offer a good compromise between the linear and nonlinear models.

The dynamic linear models can be constituted in time domain through equations in the state space or in the terms of transfer multivariable functions, in operational domain [3].

The mathematical models in the state space have the following form :

$$\dot{x} = Ax + Bu + Fd \quad (1)$$

$$y = Cx \quad (2)$$

x , u and d being vectors which represent the deviation from the static point of functioning, x representing the state vector which corresponds to some physical entities as the temperature or the concentration on plates or the derivative of these entities. The inputs are constituted by the control vector u and that of the perturbations d .

The state equations can be derived either by the linearization of the physical nonlinear model, or by the estimation of the model parameters from the set of input-output magnitudes.

First of all we must define the normal state of functioning x_{ss} , u_{ss} , d_{ss} ; x , u and d being then calculated as deviations from these values.

The output vector represents the linear combination of direct measurable states.

Using this model one can realize the dynamic compensation of the model through the linear state reaction.

Also the mathematic model in the terms of multivariable transfer functions has also been considered :

$$Y(s) = H(s) U(s) + H^*(s) (D(s)) \quad (3)$$

$$H(s) = C (sI - A)^{-1} B ; H^*(s) = C (sI - A)^{-1} F. \quad (4)$$

This model is generally deduced by the methods of identification of the real system. The poles of H are equal to the eigenvalues of A from (1).

Once the dynamic linear model in the state space was chosen, this presupposes the knowledge of physical equations which describe the column. The mathematic model given by (4) constituted by a system of 250 differential equations was chosen. They represent the equations of termic and massic balance, equilibrium relationship as well as the phenomena of delay in the flow of liquid between the plates. These equations are nonlinear differential equations and in same time algebraic transcendental ones.

The dependent variables of interest are the two variables of bottom and top. The measurement of the concentration of the top product is not simple and rather slowly obtained and the conditions of the column change considerably meantime. But the mathematic model was chosen so that the dependent variables to remain constant at least for a finite period of time (the concentration on plates, the speed of variation of the concentration), thus presenting the advantage of remaining constant at the aleatory fluctuations of short term, and on the other hand on long term, they are adjustable to give the wanted value of the variable of interest. These variables impose themselves in a natural way as state variables, thus the obtained model permits the mathematic description in the state space, in the form :

$$\dot{x} = F(x, u) \quad (5)$$

where

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_{50}]^T$$

and

$$u = [Q_B, P, F, x_F, q]^T$$

with Q_B — the contribution of heat at the bottom, p — the debit of the top product, F — the debit of the alimentation of the column, x_F — alimentation concentration, q — the termic condition of alimentation, $x_i, i=1, \dots, 50$ — the concentrations on the 50 plates.

Notice : different notations for vectorial and scalar magnitudes are not used, their semnification resulting from the context.

The linearized conduct of the column around the stationary state of work $(x, u)=(0, 0)$ is expressed by :

$$\dot{x} = Ax + Bu + \text{nonlinear terms}$$

$$y = Cx,$$

form obtained by using the development in Taylor expansion of the equations (5) around the point $x=0, u=0$ in which $F(0, 0)=0$ and where nonlinear terms are neglected.

Matrix A and B are given as follows :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial x_1} & \frac{\partial F_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial x_m} \\ \frac{\partial F_2}{\partial x_1} & \frac{\partial F_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial F_2}{\partial x_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_m}{\partial x_1} & \frac{\partial F_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial F_m}{\partial x_m} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial Q_B}, \frac{\partial F_1}{\partial p}, \frac{\partial F_1}{\partial F_d}, \frac{\partial F_1}{\partial x_F}, \frac{\partial F_1}{\partial q} \\ \frac{\partial F_2}{\partial Q_B}, \frac{\partial F_2}{\partial p}, \frac{\partial F_2}{\partial F_d}, \frac{\partial F_2}{\partial x_F}, \frac{\partial F_2}{\partial q} \\ \vdots \\ \frac{\partial F_m}{\partial Q_B}, \frac{\partial F_m}{\partial p}, \frac{\partial F_m}{\partial F_d}, \frac{\partial F_m}{\partial x_F}, \frac{\partial F_m}{\partial q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

where the partial derivatives have been estimated in the point $(x, u)=(0, 0)$ corresponding to the initial stationary state, which causes that the object of control should be the maintaining of the state vector equal to 0.

As in the end, the purity of top product is of interest, this heads (with the state magnitudes chosen in the mentioned way) to a simple form of the output equation, the matrix C obtaining the followig form :

$$C = (1 \ 0 \ \dots \ 0), \text{ line matrix with 50 elements.} \quad (7)$$

The linearized model forms the tangent hyperplane to the surface representing analitic the features of the column. As the elements of A and B are constant, the approximation is acceptable only around the stationary state considered. If a linearization in all the points of the function is needed, it can be obtained by the way of linearization on portions.

From the differential equations with differences, obtained, the transfer matrix function of column can be estimated with good precision. The problem is difficult and presumes a minimal realisation to be assured by the effected state space, the study of observability and controlability of the obtained model, being imposed.

It is known that a system is controlable if [5] :

$$x \in \mathfrak{R} \left(\int_0^t e^{-A\xi} B B^* e^{-A^*\xi} d\xi \right) = \mathfrak{R} (\mathcal{C}) \quad (8)$$

where $\mathcal{C} = (B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B)$ is the matrix of controlability, $(.)^*$ — the operation of hermitic adjoining and $x \in X$ — the state space.

$$\text{As } X = \mathfrak{R} (\mathcal{C}) \oplus \mathfrak{N} (\mathcal{C}^*) \quad (9)$$

and the obtained model being finit, linear smooth and invariable for the verification of the complete controlability the following relationship has been verified:

$$\dim \mathfrak{A}(\mathcal{C}) = \text{line rank } (e^{-A\mathfrak{z}}B) = \dim X = n.$$

To satisfy the observability, the controlability of the dual system has been checked, which permitted the utilization of the same algorithm of calculation. The considered model has proved to be completely controlable and observable, that assures the minimalisation of the realization.

4. The Reduced Order Model

In the work hypothesis stated in the former paragraphs the A and B matrixes have the entries given in the Tab. 1 and Tab. 2.

Tabelul 1

j	$\frac{\partial f_j}{\partial x_{j-1}}$	$\frac{\partial f_j}{\partial x_j}$	$\frac{\partial f_j}{\partial x_{j+1}}$	j	$\frac{\partial f_j}{\partial x_{j-1}}$	$\frac{\partial f_j}{\partial x_j}$	$\frac{\partial f_j}{\partial x_{j+1}}$
1		-0,2248	0,1661	26	3,6133	-7,1443	3,5498
2	3,6133	-6,9383	3,3333	27	3,6133	-7,1631	3,5698
3	3,6133	-6,9416	3,3311	28	3,6133	-7,1607	3,5907
4	3,6133	-6,9433	3,3351	29	3,6133	-7,2041	3,6124
5	3,6133	-6,9486	3,3381	30	3,6133	-7,2257	3,6351
6	3,6133	-6,9515	3,3425	31	3,6133	-7,2485	3,6586
7	3,6133	-6,9558	3,3486	32	3,6133	-7,2485	3,6829
8	3,6133	-6,9620	3,3520	33	3,6133	-7,2962	3,7077
9	3,6133	-6,9653	3,3570	34	3,6133	-7,3211	3,7328
10	3,6133	-6,9703	3,3625	35	3,6133	-7,3461	3,7585
11	3,6133	-6,9758	3,3693	36	3,6133	-7,3718	3,6306
12	3,6133	-6,9827	3,3755	37	4,8633	-8,1968	3,6712
13	3,6133	-6,9888	3,3826	38	4,8633	-8,2341	3,7330
14	3,6133	-6,9959	3,3905	39	4,8633	-8,2916	3,8303
15	3,6133	-7,0039	3,3989	40	4,8633	-8,3806	3,9813
16	3,6133	-7,0123	3,4084	41	4,8633	-8,5188	4,2100
17	3,6133	-7,0217	3,4184	42	4,8633	-8,7288	4,5534
18	3,6133	-7,0318	3,4288	43	4,8633	-9,0441	5,0387
19	3,6133	-7,0421	3,4406	44	4,8633	-9,4897	5,6660
20	3,6133	-7,5390	3,4533	45	4,8633	-10,0656	6,3851
21	3,6133	-7,0666	3,4668	46	4,8633	-10,7259	7,0967
22	3,6133	-7,0801	3,4814	47	4,8633	-11,3792	7,7142
23	3,6133	-7,0947	3,4968	48	4,8633	-11,9462	8,1786
24	3,6133	-7,1101	3,5136	49	4,8620	-12,3712	7,8083
25	3,6133	-7,1269	3,5110	50	0,162	-0,2727	—

A is a quadrate matrix 50×50 tridiagonal. B is a rightangled matrix 50×5 .

Under these conditions the model reflects correctly the dynamic of the column and the given eigenvalues express correctly the stability of the system constituted by the distillation column. The eigenvalues of the considered model have been calculated with the help of the program VALPRO 50, written in FORTRAN language, these ones resulting real, negative and distinct. If they were multiple, then one would have to resume to the reducing at a canonic form, the diagonalization not being possible anymore and either the decuplation of all the eigenvalues.

j	$^1) \frac{I_j}{p}$	$^2) \frac{I_j}{F}$	$^3) \frac{I_j}{x_F}$	$^4) \frac{I_j}{Q_B}$	$^5) \frac{I_j}{q}$	j	$\frac{I_j}{p}$	$\frac{I_j}{F}$	$\frac{I_j}{x_F}$	$\frac{I_j}{Q_B}$	$-\frac{I_j}{q}$
1	0,18	0,02	0,00	0,27	0,075	26	17,3	1,3	0,00	18,0	4,893
2	3,20	0,25	0,00	3,44	0,941	27	18,0	1,3	0,00	18,0	4,893
3	3,40	0,20	0,00	2,78	0,752	28	18,3	1,4	0,00	19,4	5,270
4	3,60	0,25	0,00	3,47	0,941	29	19,2	1,4	0,00	20,1	5,458
5	4,20	0,35	0,00	4,86	1,317	30	19,6	1,5	0,00	20,8	5,646
6	4,40	0,30	0,00	4,17	1,129	31	19,8	1,5	0,00	20,1	5,458
7	4,80	0,35	0,00	4,86	1,317	32	20,2	1,5	0,00	21,5	5,835
8	5,20	0,40	0,00	5,56	1,505	33	20,2	1,5	0,00	21,5	5,835
9	5,60	0,40	0,00	5,56	1,505	34	20,2	1,5	0,00	20,8	5,616
10	6,20	0,45	0,00	6,25	1,694	35	20,0	1,5	0,34	20,8	5,646
11	6,80	0,50	0,00	6,95	1,882	36	19,8	749	1,41	20,1	21,94
12	7,20	0,55	0,00	7,64	2,070	37	17,4	17	0,00	20,8	0,0
13	7,80	0,60	0,00	7,64	2,070	38	32,4	32	0,0	7,60	0,0
14	8,40	0,65	0,00	8,44	2,258	39	47,8	47	0,0	1,20	0,0
15	9,00	0,75	0,00	9,04	2,446	40	69,4	69	0,0	18,0	0,0
16	9,80	0,80	0,00	10,4	2,823	41	97,8	97	0,0	26,4	0,0
17	10,6	0,80	0,00	11,1	3,011	42	132	13	0,0	36,1	0,0
18	11,2	0,85	0,00	11,1	3,011	43	167	167	0,0	45,8	0,0
19	11,8	0,95	0,00	11,8	3,199	44	193	192	0,0	54,9	0,0
20	12,8	1,00	0,00	13,2	3,576	45	198	198	0,0	58,4	0,0
21	13,6	1,05	0,00	13,9	3,764	46	180	180	0,0	52,8	0,0
22	14,2	1,15	0,00	14,6	3,952	47	145	145	0,0	43,8	0,0
23	15,2	1,15	0,00	15,9	4,329	48	106	106	0,0	31,2	0,0
24	15,8	1,20	0,00	15,9	4,329	49	71,2	71,2	0,00	20,8	0,0
25	16,8	1,25	0,00	17,3	4,705	50	0,15	1,52	0,0	0,36	0,0

Unitățile de măsură sînt : 1) $-10^{-4} \text{ kmol}^{-1}$; 2) $10^{-4} \text{ kmol}^{-1}$ 3) min^{-1} ; 4) $10^{-8} \text{ kcal}^{-1}$; 5) $-10^{-3} \text{ min}^{-1}$

To each calculated eigenvalue corresponds one of the modes of the system :

$x_i(t) = e^{\lambda_i t} k v_i$ where λ_i and v_i are the eigenvalue and the corresponding eigenvectors and k a constant determined by the initial state conditions. The eigenvalues are ranged λ_i , $i=1, \dots, 50$, in growing order, these values constituting a complete ortonormal base in the state space. Under these conditions the state vector can be expanded as a function of the eigenvectors of the base, each component of the state vector behaving as $e^{\lambda_i t}$, thus pointing out the way in which they naturally die : v_i , $i=1, \dots, 50$.

Given the difficulties of work with the system of order 50×50 , a reducing of its order through its approximation by a reduced model is necessary. A method of reducing [6] consists in the construction of matrixes of inferior order so that these should have the same dominant eigenvalues and eigenvectors, as those of the original system. Therefore only the eigenvalues of the original system more remote of the origin are eliminated and only the proper dominant values of the system are retained and thus only the dominant constants of time are retained in the approximately reduced system.

The eigenvalues retained are significant for the whole length of the response and in fact they determine its nature. The eliminated eigenvalues influence only the first part of the response.

Another solved problem was the correct choice of the eigenvectors correspondent to the retained eigenvalues in a way in which the dynamic of the process should not be altered.

The elected state variables fulfil the condition that the determinant of the matrix of correspondent eigenvectors should be maxim, physically thus heads to the election of the state variables as the physical variables of the top plate, of the middle plate from the area of fractionary, the plate of alimentation, the middle plate from the rectification area and the bottom plate. The numeric values of the corresponding eigenvalues are :

$$-0,05135; -0,17535; -2,235; -7,9761; -13,508.$$

The adequate mathematic model has the form : (1), (2) where

$$A = \begin{bmatrix} -0,2248 & 0,1709 & 0 & 0 & 0 \\ 3,6130 & -7,0318 & 3,7585 & 0 & 0 \\ 0 & 3,6133 & -7,371 & 3,6306 & 0 \\ 0 & 0 & 4,8633 & -9,044 & 4,5534 \\ 0 & 0 & 0 & 0,162 & -0,272 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -1,8 \cdot 10^{-15} & 2 \cdot 10^{-6} & 7,5 \cdot 10^{-5} & 0 & 0 \\ -1,1 \cdot 10^{-3} & 8 \cdot 10^{-5} & 0 & -3,011 \cdot 10^{-3} & 1,112 \cdot 10^{-7} \\ -1,9 \cdot 10^{-3} & 7,497 \cdot 10^{-2} & 1,4117 & -2,1945 \cdot 10^{-2} & 2,016 \cdot 10^{-7} \\ -1,67 \cdot 10^{-2} & 1,67 \cdot 10^{-2} & 0 & 0 & 4,589 \cdot 10^{-7} \\ -1,5 \cdot 10^{-4} & 1,54 \cdot 10^{-2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

5. The Simulation of Reduced Model

In the analogic simulation of the reduced model the following stages were followed :

- the determination of maxim values of the state variables, of their derivatives and of the input magnitudes [4];
- the determination of the scale and time factors;
- the determination of the simulation network;
- the realization of the analogic model of simulation, fig. 2;
- the recording of the experimental results, fig. 3,4;

6. Conclusions

Concerning the correctness of the reduced model as possibility of the elimination of introduced errors remains only the comparing of theoretical results with the experimental ones and their identity in the limit of allowed errors.

The A matrix of reduced model remains the dynamic of dominant modes of the system. The B matrix of input has such a form as to determine for the

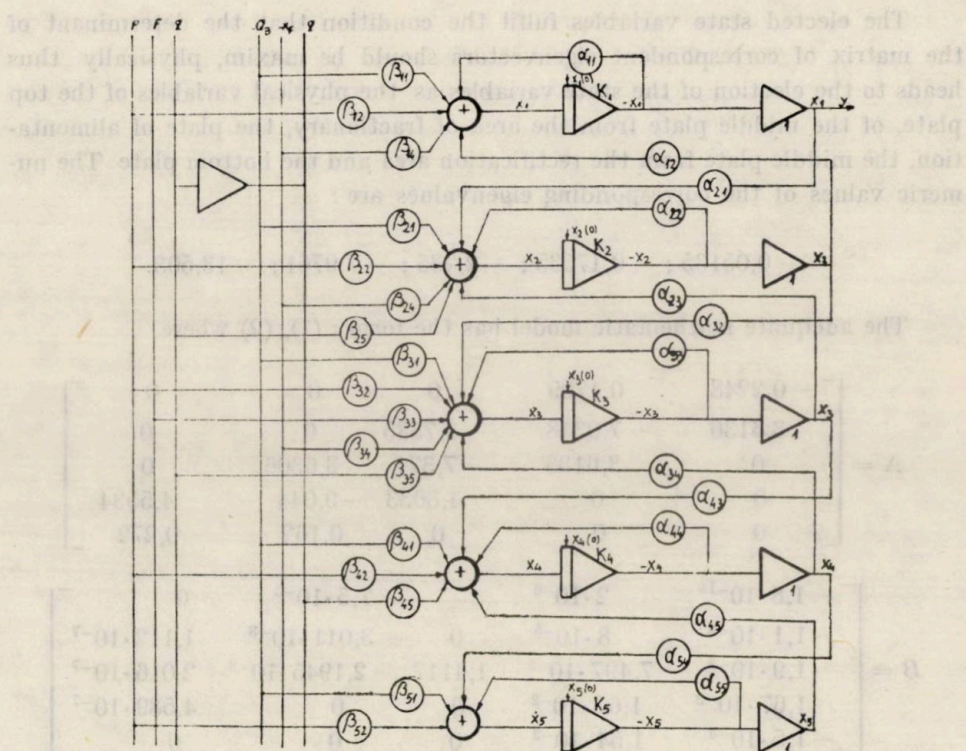
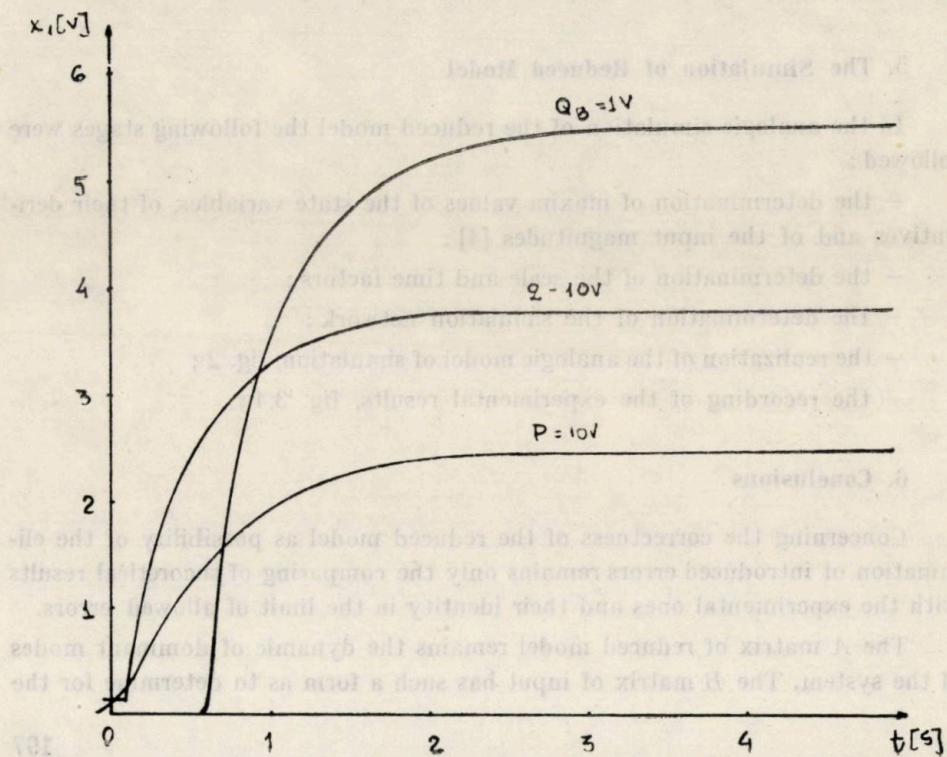


Fig. 2. Analogic network of the reduced model of the column.



dominant modes the same effect in response to the original system, for instance the same stationary part as in the real system.

The input magnitudes which are used in the identification of the model were of the step type.

The index responses obtained are according to the experimental ones given by the literature of speciality [4].

BIBLIOGRAPHY

- [1] James W. Hobbs. Unifying Concepts for Fractionar Product-Composition Control. Joint Automatic Control Conference Proceedings. New York, U.S.A. 1977. p. 1366.
- [2] Bruni C., G. Dipillo, G. Koch, Bilinear Systems. IEEE Trans. Autom. Control. AC 19.1974, p. 334.
- [3] T. F. Edgar, C. O. Schwanke. A Review of the Application of Modern Control Theory to Distillation Columns. Joint Automatic Control Conference-Proceedings, New York, U.S.A., 1977, p. 1370.
- [4] Marinoiu V. Metode și programe de calcul al proceselor de distilare, fracționare și absorbție. Editura tehnică București, 1976, p. 324.
- [5] Padulo L., Arbib M. A. System Theory. W.B. Saunders Company. Philadelphia-London-Toronto, 1974. p. 223.
- [6] Davison E. J. A Method for Simplifying Linear Dynamic Systems. IEEE Transactions on Automatic Control. AC-11, nr. 1, 1966, p. 93.

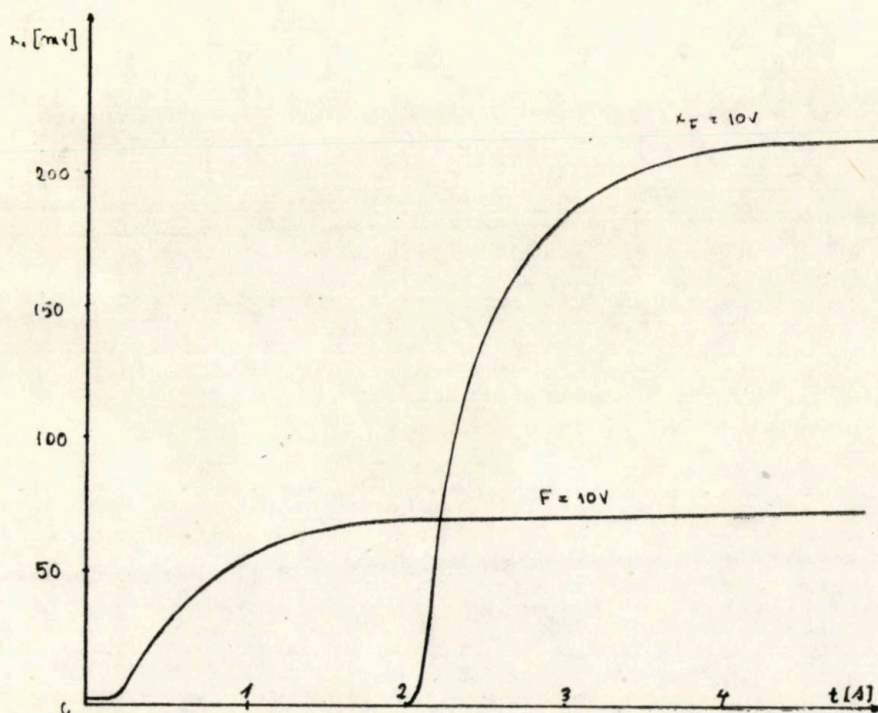


Fig. 3, 4. Index responses of the reduced order model for several input magnitudes.

DETERMINAREA MODELULUI MATEMATIC DE ORDIN REDUS AL UNEI COLOANE DE DISTILARE CU 50 DE TALERE

REZUMAT

În articol se descrie o metodă pentru aproximarea modelului matematic al unei coloane de distilare de ordinul 250 (adică reprezentată printr-un sistem de 250 ecuații diferențiale) printr-un model de ordinul 5. Principiul metodei constă în a neglija valorile proprii cele mai îndepărtate de origine ale sistemului original și deci în a reține numai valorile proprii dominante, și, ca atare, numai constantele de timp dominante în modelul de ordin redus. De aceea, comportarea globală a sistemului aproximativ va fi în mare măsură similară cu cea a sistemului original, din moment ce contribuțiile valorilor proprii nereținute în răspunsul sistemului sînt importante numai în partea inițială a răspunsului, în timp ce valorile proprii reținute sînt importante pe toată durata răspunsului și de fapt determină tipul răspunsului sistemului.

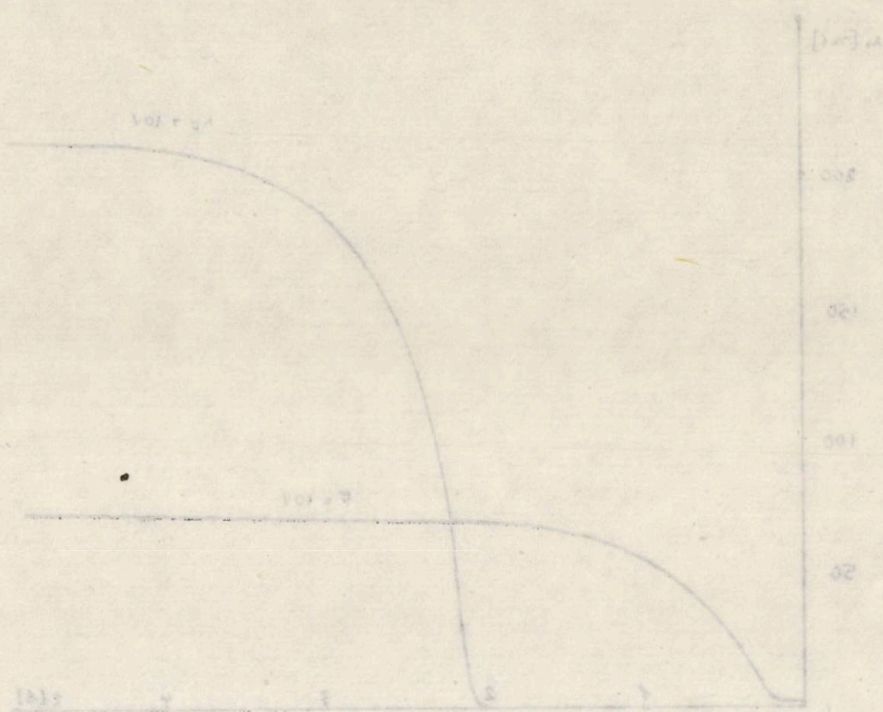


Fig. 4. Indes response of the reduced order model for several input magnitudes.

POWER SPECTRA EVALUATION PROCEDURES

BY

ȘTEFAN GÂRLAȘU

1. Introduction

In the literature several methods for the evaluation the power spectra starting from the signal function are presented. For practical applications it is necessary to take into consideration the idealization of the analytic relations, in order to increase the precision of the spectral lines. The most important methods, with the corection indications and considerations concerning the number of operations on the computer are given.

2. Methods

[1], [2], [3]. There are many ways known for the estimation of the power spectral functions, hawing the limited signal :

$$x_T(t) = \begin{cases} x(t) & |t| \leq T \\ 0 & t > T \end{cases} \quad (1)$$

In figure 1 are indicated on the way from A to G, from the signal function (time serie) $x(t)$, $y(t)$, to the estimations $S_{xx}(\nu)$ and $S_{xy}(\nu)$.

a. *Raw power spectra estimations, followed by convolution in the complex plan.*

To determine the raw spectra we have :

$$S_{xx(T)}(\nu) = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t) e^{-j2\pi\nu t}|^2 dt \quad (2)$$

and we accomplish the convolution with a weight spectral window $w(t) \rightleftharpoons W(j\nu)$

$$S_{xx}(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx(T)}(\nu - \mu) W(j\nu) d\nu. \quad (3)$$

In this case the ACG way is used.

b. *Raw power spectra of amplitude spectra, followed by convolution (Trace ABCG).*

After the evaluation of amplitude spectra $X_T(j\nu)$ of $x(t)$ and $Y_T(j\nu)$ of $y(t)$, the autospectrum and the crosspectrum is to be determined by the use of the direct method :

$$S_{xx(T)}(\nu) = \frac{1}{2T} |X_T(j\nu)|^2 \quad (4)$$

$$S_{xy(T)}(j\nu) = \frac{1}{2T} |X_T(\nu) \cdot Y_T(\nu)|.$$

These raw spectra will be smoothed by the convolution (3).

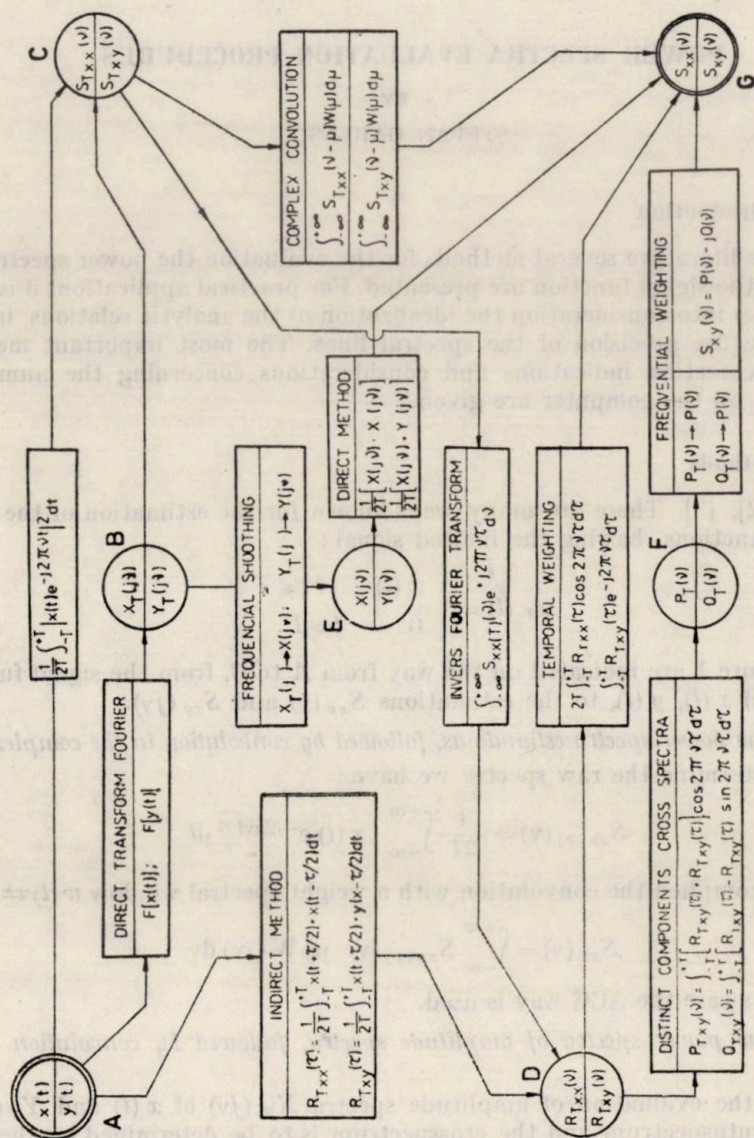


Fig. 1. Power Spectra Evaluation Procedures.

c. *Raw spectra of amplitude spectra, followed by frequential smoothing.* (Trace ABEG).

The smoothing of ray spectra are accomplished on the ground of some recurrent formulae, equivalent to a temporal weight Hanning window :

$$S_{xx}(0) = 0,5 S_{xx(T)}(0) + 0,5 S_{xx(T)}(1)$$

$$S_{xx}(q) = 0,25 S_{xx(T)}(q-1) + 0,5 S_{xx(T)}(q) + 0,25 S_{xx(T)}(q+1)$$

$$S_{xx}(Q) = 0,5 S_{xx(T)}(Q-1) + 0,5 S_{xx(T)}(Q),$$

supposing that in numerical analysis the power spectra have equal distanced $Q+1$ spectral rays ($q=0, 1, 2, \dots, Q$), with the resolution $\Delta\nu$.

d. *Indirect method with temporal weighting.* (Trace ADG).

The method is named indirect, since the analysis uses the correlation functions :

$$R_{xx(T)}(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t+\tau/2) \cdot x(t-\tau/2) dt \quad (6)$$

$$R_{xy(T)}(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t+\tau/2) \cdot y(t-\tau/2) dt.$$

Having the auto- and crosscorrelation functions, using the Wiener - Kintschin theoreme, with temporal weighting :

$$S_{xx}(\nu) = \int_{-T}^{+T} R_{xx(T)}(\tau) \cdot w(\tau) \cos 2\pi\nu\tau d\tau \quad (7)$$

$$S_{xy}(j\nu) = \int_{-T}^{+T} R_{xy(T)}(\tau) \cdot w(\tau) e^{-j2\pi\nu\tau} d\tau,$$

e. *Indirect method with distinct component evaluation of power spectra.* (Trace ADFG).

Knowing $R_{xy(T)}(\tau)$ and $R_{yx(T)}(\tau)$, we have :

$$A_{xy(T)}(\tau) = \frac{1}{2} [R_{xy(T)}(\tau) + R_{yx(T)}(\tau)] \quad (8)$$

$$B_{xy(T)}(\tau) = \frac{1}{2} [R_{xy(T)}(\tau) - R_{yx(T)}(\tau)].$$

With these, we determine the raw cospectra $P_{xy(T)}(j\nu)$ and the raw quadspectra $Q_{xy(T)}(j\nu)$, using the relations :

$$P_{xy(T)}(j\nu) = \int_{-T}^{+T} A_{xy(T)}(\tau) \cos 2\pi\nu\tau d\tau \quad (9)$$

$$Q_{xy(T)}(j\nu) = \int_{-T}^{+T} B_{xy(T)}(\tau) \sin 2\pi\nu\tau d\tau.$$

We accomplish the frequential smoothing (5), separately for cospectra and for quadspectra, finding the smoothed components $P_{xx}(\nu)$ and $Q_{xy}(j\nu)$. The crossspectrum is determined by :

$$S_{xy}(j\nu) = P_{xy}(j\nu) - jQ_{xy}(j\nu). \quad (10)$$

f. Raw power spectra evaluation, followed by correlation and temporal weighting. (Trace ACDG).

We determine the autocorrelation from the raw spectrum, with the formula :

$$R_{xx}(T)(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(T)(\tau) e^{+j2\pi\nu\tau} d\tau \quad (11)$$

followed by the fine spectrum accomplishing with temporal weighting (7a).

3. Conclusions

From this analysis of the procedures, results :

- The procedures a and b (The traces ACG and ABCG) are not recommended, because of the convolution operation that is difficult to be programmed on the computer.

- The indirect method is easy for short time-series, with less operations on the computer, permitting to eliminate the noncorrelated signals and an efficient temporal smoothing.

- The indirect method with distinct components evaluation is reliable and efficient, but requires a great amount of operations.

- The direct method (The trace ABEG) is now very much in use, obtaining the power spectra directly from the signals, with the help of the amplitude spectra, by the use of Fast Fourier Transform (FFT). The operation number on the computer is considerably reduced, the direct method being much more economical than the indirect one, having the same precision in estimating the spectral rays.

LITERATURE

1. Papoulis, A. Minimum Bias Window for High Resolution Spectral Estimates, in IEEE, Trans. Inf. Th. vol. 11—19, Nr. 1, jan. 1973, pp. 9—12.
2. Garlasu, Șt. Prelucrarea în Timp Real a Semnalelor Fizice, Ed. Scrisul Românesc Craiova, 1978.

DETERMINAREA FUNCȚIILOR DE DENSITATE SPECTRALĂ DE PUTERE

REZUMAT

Se prezintă sub formă concentrată metodele de determinare a funcțiilor de densitate spectrală de putere obținute din funcția semnal, în baza unui grafic în care sînt evidențiate operațiile de transformare și de lisaj. Sînt date aprecieri cu privire la utilizarea acestor metode în condiții concrete.

UTILIZAREA TEHNICII SUBPROGRAMELOR LA SINTEZA AUTOMATELOR SECVENȚIALE

DE

TOMA HENTEA, MARIUS PETRUESCU

1. Introducere

La sinteza automatelor secvențiale de complexitate mare apare adeseori situația în care unele secvențe de stări se repetă în mai multe faze de lucru ale automatului. Stările din care sînt compuse secvențele se consideră identice (ele nu sînt echivalente) dacă tranzițiile dintre ele sînt condiționate de aceleași semnale de intrare și dacă ele generează semnale de ieșire identice. Aceste secvențe de stări identice diferă doar prin stările care le inițiază și prin stările care le urmează. De asemenea, valorile pe care le iau semnalele de intrare la parcurgerea secvențelor de stări identice pot să difere.

Situația prezentată are un corespondent în tehnica programării [1], unde unele secvențe de instrucțiuni se repetă în diferite părți ale programului. Soluția adoptată în tehnica programării constă în încorporarea instrucțiunilor care se repetă în subprograme. Subprogramele pot fi apelate din diverse puncte ale programului principal, iar la terminarea executării acestora programul principal se reia cu instrucțiunea care urmează instrucțiunii de apelare.

O soluție similară poate fi utilizată și la sinteza automatelor secvențiale. Particularitățile de utilizare a acestui concept sînt specifice modului de implementare a automatului. Automatele secvențiale pot fi realizate (1) cu funcția tranzițiilor cablată [2], sau (2) prin microprogramare [3]. În prima categorie intră automatele realizate cu bistabile și porți, precum și acelea realizate cu circuite integrate pe scară medie (registre, numărătoare, decodificatoare, multiplexoare). În cea de a doua categorie intră automatele realizate cu memorii fixe (ROM).

În paragrafele care urmează se propun soluții pentru cele două tipuri de automate secvențiale. Soluțiile se exemplifică la sinteza unui automat secvențial de comandă a unui translator dintr-o magazie automatizată.

2. Automate secvențiale cu funcția tranzițiilor cablată

Specific acestor automate este faptul că starea viitoare se obține din starea prezentă prin intermediul unor funcții de excitație realizate cu circuite combinaționale cablate.

Pentru această clasă de automate se propune următoarea structură, asemănătoare tehnicii subprogramelor :

- 1° — un automat principal (echivalent programului principal)

Pentru exemplificare se dau în figurile 1, 2, 3, 4, și 5 diagramele de stări ale automatului principal (P), și ale automatelor subordonate de comandă a

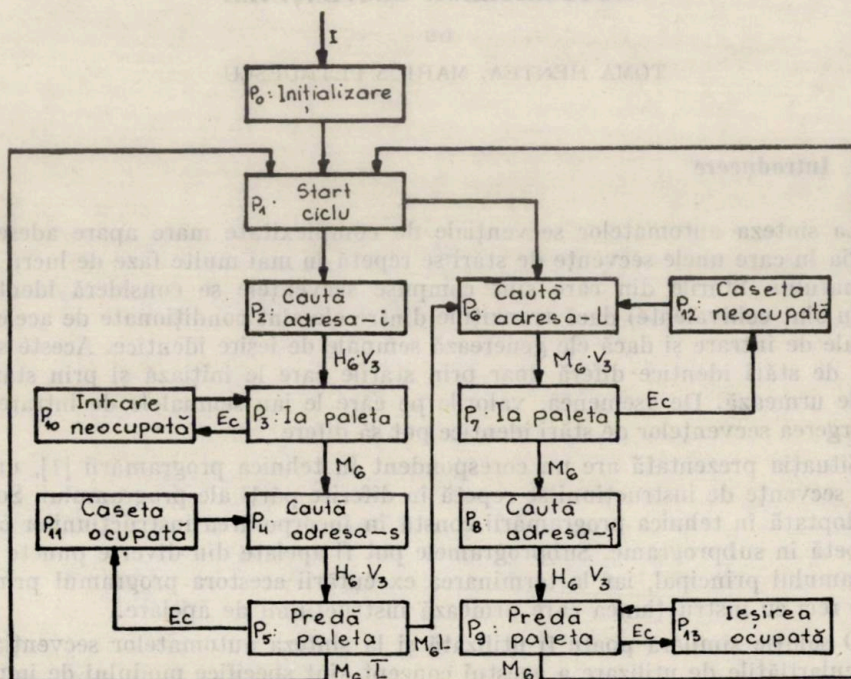


Fig. 1. Diagrama stărilor automatului principal (P).

Se observă că în diagrama stărilor automatului principal există patru stări CAUTĂ ADRESA (P_2, P_4, P_6, P_8) și patru stări care se referă la manipularea paletelor (P_3, P_5, P_7, P_9). Stările P_3, P_5, P_7 și P_9 declanșează automatul M . În funcție de semnalele de intrare pe care le primește automatul M generează unul din semnalele Ec sau M_6 , semnale care determină trecerea automatului principal în una din stările următoare celei care l-a declanșat pe M , după care automatul M revine în starea inițială M_0 . Asemănător, stările P_2, P_4, P_6 și P_8 declanșează, în paralel, automatele H și V . Stările finale ale acestor automate (H și V_3) determină trecerea automatului principal în starea următoare celei care le-a declanșat, după care automatele H și V revin în starea inițială. De menționat că automatul H are, la rîndul său, un automat subordonat U .

Notă : 1. În diagramele de stare ale automatelor apar cîteva semnale nementionate în text. Acestea sînt generate de alte dispozitive din sistem.

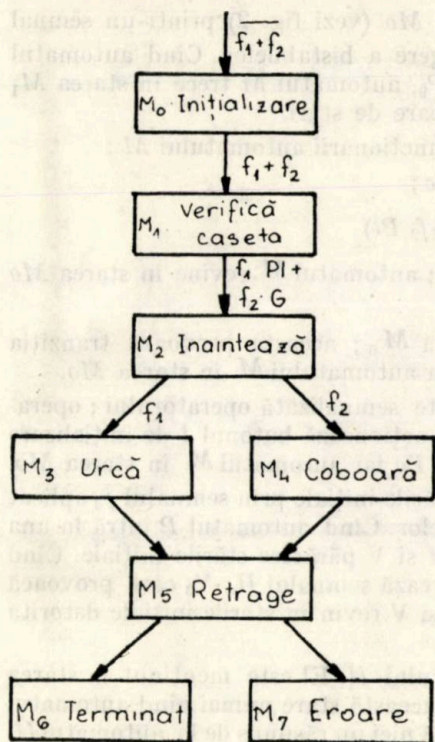


Fig. 2. Automatul M.

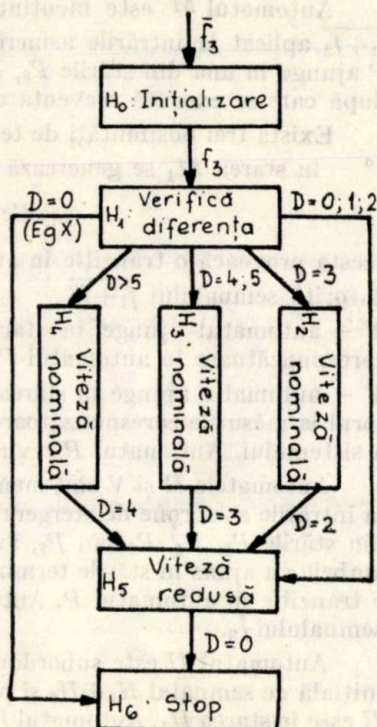


Fig. 3. Automatul H.

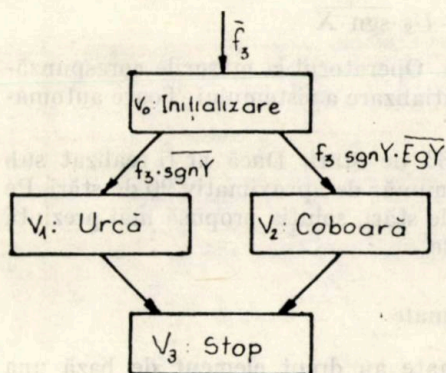


Fig. 4. Automatul V.

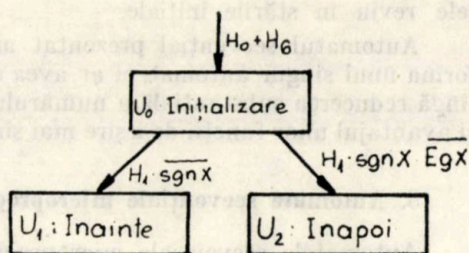


Fig. 5. Automatul U.

2. Diagramele de stare ale automatelor sînt simplificate în raport cu cele din instalația reală. Nu conțin toate stările, nici toate semnalele.

Pentru declanșarea automatelor subordonate, automatul *P* generează următoarele semnale:

$$f_1 = P_3 + P_7$$

$$f_2 = P_5 + P_9$$

$$f_3 = P_2 + P_4 + P_6 + P_8.$$

Automatul M este menținut în starea Mo (vezi fig. 2) printr-un semnal $\overline{f_1+f_2}$ aplicat la intrările asincrone de ștergere a bistabilelor. Când automatul P ajunge în una din stările P_3, P_5, P_7 sau P_9 , automatul M trece în starea M_1 după care se execută secvența corespunzătoare de stări.

Există trei posibilități de terminare a funcționării automatului M :

1° — în starea M_1 se generează semnalul Ec ;

$$Ec = M_1 (f_1 G + f_2 Pl)$$

acesta provoacă o tranziție în automatul P ; automatul M revine în starea Mo datorită semnalului $\overline{f_1+f_2}$.

2° — automatul ajunge în starea terminală M_6 ; aceasta provoacă tranziția corespunzătoare în automatul P și revenirea automatului M în starea Mo .

3° — automatul ajunge în starea M_7 care este semnalizată operatorului; operatorul ia măsurile corespunzătoare după care acționează butonul I de inițializare a sistemului. Automatul P revine în starea P_0 iar automatul M în starea Mo .

Automatele H și V sînt menținute în stările inițiale prin semnalul $\overline{f_3}$ aplicat la intrările asincrone de ștergere ale bistabilelor. Când automatul P intră în una din stările P_2, P_4, P_6 sau P_8 , automatele H și V părăsesc stările inițiale. Când ambele au ajuns în stările terminale se generează semnalul $H_6 \cdot V_3$ care provoacă o tranziție în automatul P . Automatele H și V revin în stările inițiale datorită semnalului $\overline{f_3}$.

Automatul U este subordonat automatului H . El este menținut în starea inițială de semnalul $H_0 + H_6$ și poate părăsi această stare numai cînd automatul H este în starea H_1 . Automatul H nu așteaptă nici un răspuns de la automatul U .

Automatul U poate genera un semnal de avarie

$$Eu = U_1 \operatorname{sgn} X \cdot \overline{EgX} + U_2 \cdot \overline{\operatorname{sgn} X}$$

care oprește translatorul și se semnalizează. Operatorul ia măsurile corespunzătoare după care acționează butonul I de inițializare a sistemului. Toate automatele revin în stările inițiale.

Automatul secvențial prezentat are 36 de stări. Dacă ar fi realizat sub forma unui singur automat, el ar avea un număr de aproximativ 90 de stări. Pe lingă reducerea substanțială a numărului de stări, soluția propusă mai prezintă și avantajul unor funcții de ieșire mai simple.

3. Automate secvențiale microprogramate

Automatele secvențiale microprogramate au drept element de bază una sau mai multe memorii fixe (în general programabile) în care este memorat microprogramul, care constă din succesiunea stărilor. Trecerea dintr-o stare în alta se face prin modificarea adresei care se aplică memoriei fixe.

Deși, în principiu, automatele secvențiale microprogramate pot implementa diagrame de stare cu un număr arbitrar de ramificații, în practică numărul de ramificații admis este dinainte fixat (2, 3 sau 4), de el depinzînd structura automatului. În figura 6 se prezintă structura unui automat microprogramat care implementează diagrame de stare cu 3 ramificații.

Soluția prezentată pentru automatele cu funcția tranzițiilor cablată poate fi aplicată automatelor microprogramate fără nici o modificare. Automatele conform figurilor 1, 2, 3, 4 și 5 pot fi realizate separat de automate avînd struc-

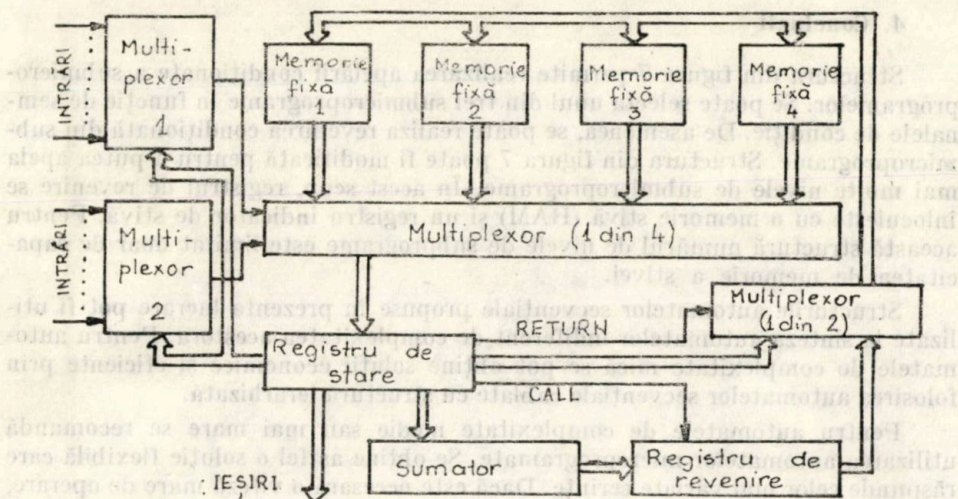


Fig. 6. Structura unui automat microprogramat.

tura din figura 6. Dialogul dintre automate se poate realiza folosind stările automatului principal pentru menținerea în starea inițială a automatelor subordonate și pentru condiționarea unor tranziții ale acestora. Stările automatelor subordonate generează semnale care aplicate la intrările automatului principal provoacă tranziții de stare în funcție de rezultat (revenire condiționată).

O soluție mai economică constă în realizarea unui singur automat al cărui memorie conține un microprogram principal și submicroprograme. Când o microinstrucție a microprogramului principal (CALL) apelează un submicroprogram, adresa microinstrucțiunii care urmează microinstrucțiunii CALL se memorează într-un registru de revenire. Submicroprogramul se termină cu o microinstrucțiune de revenire (RETURN) care transferă conținutul registrului de revenire în registrul de stare. În figura 7 se prezintă structura unui automat care poate implementa diagrame de stare cu 3 ramificații.

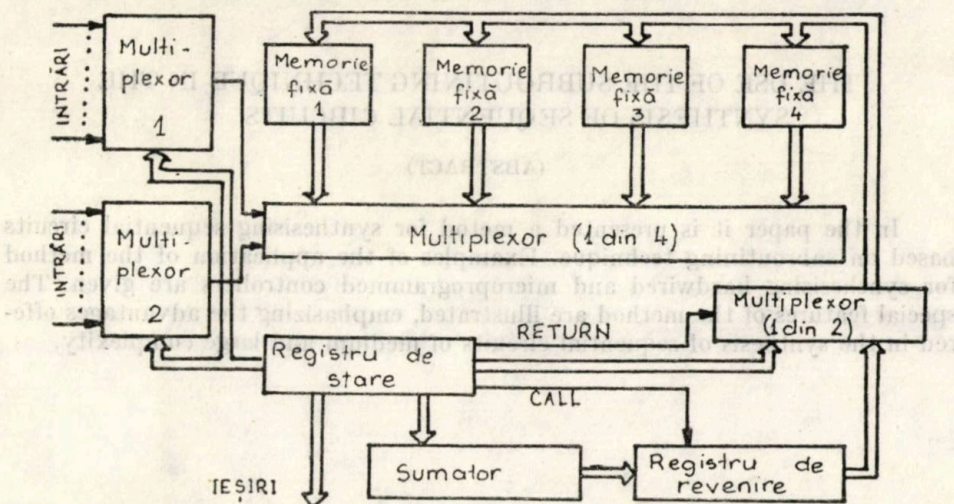


Fig. 7. Structura unui automat microprogramat cu un nivel de submicroprogramare.

4. Concluzii

Structura din figura 7 permite realizarea apelării condiționate a submicroprogramelor. Se poate selecta unul din trei submicroprograme în funcție de semnalele de condiție. De asemenea, se poate realiza revenirea condiționată din submicroprograme. Structura din figura 7 poate fi modificată pentru a putea apela mai multe nivele de submicroprograme. În acest scop, registrul de revenire se înlocuiește cu o memorie stivă (RAM) și un registru indicator de stivă. Pentru această structură numărul de nivele de subprograme este limitat doar de capacitatea de memorie a stivei.

Structurile automatelor secvențiale propuse în prezenta lucrare pot fi utilizate la sinteza automatelor indiferent de complexitatea acestora. Pentru automatele de complexitate mică se pot obține soluții economice și eficiente prin folosirea automatelor secvențiale cablate cu structură ierarhizată.

Pentru automatele de complexitate medie sau mai mare se recomandă utilizarea automatelor microprogramate. Se obține astfel o soluție flexibilă care răspunde celor mai variate cerințe. Dacă este necesară o viteză mare de operare, se utilizează automate implementate separat pe memorii distincte. Dacă viteza nu reprezintă un factor critic, atunci se poate folosi structura din figura 7 sau structuri asemănătoare acesteia.

Un alt avantaj al metodei propuse îl constituie facilitățile pe care le oferă la întocmirea documentației. Metoda se pretează la proiectarea și realizarea sistemului de către o echipă ușurând astfel testarea și punerea la punct a sistemului și reducând substanțial perioada de proiectare și realizarea prototipului.

BIBLIOGRAFIE

1. McCracken D. D., A. Guide to FORTRAN IV Programming, John Wiley Sons Inc., New York, 1961.
2. Sprinceană N., Dobrescu R., Borangiu Th., Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme, Ed. tehnică, București, 1978, p. 90—108.
3. Jaohan Chu, Bazele proiectării calculatoarelor numerice, Trad. din l. engleză, Ed. tehnică, București, 1968, p. 576—586.
4. Wilkes W. V., Microprogramming. Proc. Eastern Joint Comp. Conf., 1958, p. 18—19.

THE USE OF THE SUBROUTINING TECHNIQUE IN THE SYNTHESIS OF SEQUENTIAL CIRCUITS

(ABSTRACT)

In the paper it is presented a metod for synthesising sequential circuits based on subroutining technique. Examples of the application of the method for synthesising hardwired and microprogrammed controllers are given. The special features of the method are illustrated, emphasizing the advantages offered in the synthesis of sequential circuits of medium and large complexity.

O METODĂ NATURALĂ DE DETERMINARE A FUNCȚIILOR PONDERE ALE SISTEMELOR DINAMICE

DE

DAN IONESCU

În studiul sistemelor dinamice, un loc central îl ocupă funcțiile pondere prin diversele aplicații ce le generează. Cu toate acestea în literatura de specialitate aceste funcții sînt definite în mod echivoc. În prezenta lucrare se dezvoltă un mod natural de introducere a acestor funcții pentru sisteme liniare continue finite, sau infinite dimensionale.

1. Introducere

În variatele lucrări de specialitate noțiunea de sistem este bine fundamentată și din acest motiv, cînd se va face apel la aceasta, se va înțelege conceptul matematic asociat. În esență, un sistem dinamic S va fi considerat ca o relație funcțională între elementele a două mulțimi de funcții de timp

$$\mathcal{U} = \{u \mid u : T \rightarrow U\} \quad \text{și} \quad \mathcal{Y} = \{y \mid y : T \rightarrow Y\}$$

T este mulțimea de valori a timpului, iar funcțiile de timp $t \rightarrow u(t)$ poartă numele de intrări, iar $t \rightarrow y(t)$ ieșiri ale sistemului S . Dacă relația funcțională este liniară atunci sistemul S se zice liniar [1], [3], [4], [5].

În [1] sînt definite funcțiile pondere ale sistemelor, și identificate cu regimurile libere. Pornind de la decompozabilitatea ieșirii unui sistem liniar, în componenta de regim liber și de regim forțat [1], care la rîndul lor pot fi considerate, în anumite condiții, funcționale liniare continue [2], în cele ce urmează funcțiile pondere vor fi introduse pe o cale naturală și nu printr-o definiție [1].

În acest scop se consideră intervalul de timp în care ia valori variabile independentă $t \in (0, T]$ și următoarele spații hilbertiene de funcții de patrat integrabil

$$1) \text{ spațiul intrărilor } \mathcal{U} = \{u \mid u : (0, T] \rightarrow \mathbb{R}\}$$

$$2) \text{ spațiul ieșirilor } \mathcal{Y} = \{y \mid y : (0, T] \rightarrow \mathbb{R}\}$$

De asemenea, se presupune, pentru început, că unicitatea relației funcționale este asigurată de cunoașterea unor condiții inițiale ale ieșirii. Fie acestea $y_{t_0} = (y_{t_0}^1, y_{t_0}^2, \dots, y_{t_0}^n)$. Astfel este necesară introducerea spațiului condițiilor inițiale ale ieșirii $Y \subset \mathbb{R}^n$ cu $y_{t_0} \in Y$.

Ieșirea unui sistem dinamic poate fi exprimată acum [3], [5] printr-o relație funcțională de forma :

$$y(t_0, t) = S(t_0, t; y_{t_0}^1, y_{t_0}^2, \dots, y_{t_0}^n, u(s)) \quad (1.1)$$

unde $t_0 < s \leq t$, $t \in (t_0, T]$, $t_0 \geq 0$ și în care asupra funcției $y: \Delta \times Y \times \mathcal{U} \rightarrow \mathbb{R}$ ($\Delta = \{(t_0, t), 0 \leq t_0 < t \leq T\}$) se impun următoarele ipoteze de sistem:

A.1. — Sistemul este liniar și continuu, adică se poate scrie:

$$S(t_0, t; y_{t_0}^1, y_{t_0}^2, \dots, y_{t_0}^n, u(s)) = S_l(t_0, t; y_{t_0}, 0) + S_f(t_0, t; 0, u(s))$$

unde pentru t_0, t , fixați, funcționale:

$$S_l: Y \rightarrow \mathbb{R} \quad S_l(y_{t_0}) = S_l(t_0, t; y_{t_0}, 0)$$

$$S_f: U \rightarrow \mathbb{R} \quad S_f(u) = S_f(t_0, t; 0, u(s))$$

sînt liniare și continue.

A.2. — Invarianța în timp, adică:

$$y(t_0, t) = y(0, t - t_0) = y(t - t_0)$$

A.3. — Sistemul este neanticipativ, adică:

$$S(t_0, t; y_{t_0}; u(s), t_0 < s \leq t) = S(\tau, t; y_\tau; u(s), \tau < s \leq t, \tau > t_0)$$

În introducerea în mod natural a funcțiilor pondere, mai trebuie să se țină seama de faptul că în ieșirea sistemului pot fi cunoscute toate condițiile inițiale din componența lui y_{t_0} , sau numai o parte. Astfel vom avea cazul sistemelor complet, respectiv incomplet observabile.

2. Funcția pondere de bază și funcția pondere generalizată

Funcțiile pondere de bază și generalizate pot fi introduse pe baza funcționalei liniare și continue care descrie regimul liber (1.1).

Propoziția 1. — Fie dat un sistem liniar și continuu complet observabil cu intrările $u \in U$ și condițiile inițiale arbitrare $y_{t_0} \in Y$. Dacă condițiile inițiale aparțin aceleiași Y pentru orice $t_0 \in (0, T]$, atunci sistemul are un unic set de funcții pondere de bază $G(t_0, t) = (G_1(t_0, t), \dots, G_n(t_0, t))$ și o unică funcție pondere generalizată $h_\theta(t_0, t)$.

Demonstrație. Pentru t_0, t fixați, răspunsul liber al sistemului la momentul t , corespunzător momentului inițial t_0 este dat de

$$y_t(t_0, t) = S_l(y_{t_0})$$

Conform teoremei lui Riesz, aplicată funcționalei liniare și continue, va exista elementul unic $g_{t_0, t} \in Y$ astfel încît:

$$y_t(t_0, t) = \langle g_{t_0, t}, y_{t_0} \rangle_Y \quad \forall t_0 > t. \quad (2.1)$$

Introducem subspațiul

$$Y^0 = \{y_{t_0} \in Y \mid S_l(t_0, t, y_{t_0}; 0) = 0 \quad \forall t_0 < t \leq T\}. \quad (2.2)$$

Funcționala S_l fiind continuă, rezultă că Y^0 este un subspațiu închis al Y , rezultînd descompunerea ortogonală

$$Y = Y^0 \oplus Y^1. \quad (2.3)$$

Considerînd proiectorul $P: Y \rightarrow Y^1$ se va nota cu

$$G(t_0, t) = P g_{t_0, t} \quad (2.4)$$

și atunci se va obține :

$$y_i(t_0, t) = \langle g_{t_0, t}, y_{t_0} \rangle_Y = \langle g_{t_0, t}, P y_{t_0} \rangle_Y = \langle P g_{t_0, t}, y_{t_0} \rangle_Y = \\ = \langle G(t_0, t), y_{t_0} \rangle_Y.$$

Conform cu convențiile date în [1], funcția pondere generalizată este atunci unică și va fi descrisă de :

$$y_i(t_0, t) = h_g(t_0, t) = \langle G(t_0, t), y_{t_0} \rangle_Y. \quad (2.5)$$

Se observă imediat că $G_i(t_0, t)$, $i = \overline{1, n}$ corespund condițiilor inițiale ale ieșirii de tipul $y_{t_0} = (0, 0, \dots, 1, 0, \dots, 0)$ adică $y_{t_0}^{(j)} = 0$ $y_{t_0}^{(i)} = 1$ $j = \overline{1, n}$ $i \neq j$.

Observație. Pentru sisteme liniare și continue y conține toate condițiile inițiale posibile ale ieșirii în mod continuu iar ipoteza de neanticipativitate permite descompunerea unică a acestuia.

Corolar 1. Fie un sistem liniar și continuu, incomplet observabil. Definind o variabilă internă sistemului, notată cu $X = (x_1, \dots, x_n)$, $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ numită stare și X spațiul stărilor, atunci sistemul are un unic set de funcții pondere de bază și o unică funcție pondere generalizată.

Considerînd aceleași ipoteze asupra lui X se obține

$$X = X^0 \oplus X^1 \text{ și } \Phi(t_0, t) = P \Phi_{t_0, t} \\ y_i(t_0, t) = \langle \Phi(t_0, t), x_t \rangle_X = h_g(t_0, t) \quad (2.6)$$

În continuare se va considera numai cazul sistemelor la care se cunoaște $x \in X$.

Corolar 2. Fie un sistem liniar, continuu și invariant. Pentru acest tip de sisteme există un set unic de funcții pondere de bază și generalizată.

$$h_g(t - t_0) = \langle \Phi(t - t_0), x_t \rangle_X \quad \forall t > t_0.$$

În acest caz cu ipoteza (A.2) îndeplinită se obține :

$$y_i(t) = \langle \Phi(t - t_0), x_t \rangle_X \quad \forall t > t_0 \quad (2.7)$$

sau punînd

$$t_0 = 0, y_i(t) = \langle \Phi(t), x_0 \rangle_X \quad \forall t > 0.$$

Mai mult, din (A.3) rezultă :

$$\langle \Phi(t - t_0), x_t \rangle_X = \langle \Phi(t - \tau), x_\tau \rangle_X \quad 0 \leq t_0 < \tau < t \quad (2.8)$$

sau încă

$$\langle \Phi(t), x_0 \rangle_X = \langle \Phi(t - \tau), x_\tau \rangle_X \quad 0 < \tau < t. \quad (2.9)$$

Propoziția 2. Egalitatea

$$\langle \Phi(t - t_0), x_{t_0} \rangle_X = \langle \Phi(t_0), x_{t_0} \rangle_X \quad t_0 \tau < t$$

definește aplicația $T(t_0) : X \rightarrow X$ prin

$$T(t) x_0 = x_{t_0} \quad \forall t_0 \in (0, T] \quad (2.10)$$

element al familiei de operatori liniari și continui pe X , $\{T(t), t \geq 0\}$ care este semigrup de clasă C_0 .

Demonstrație. Pentru a demonstra cele afirmate în propoziția 2 se va arăta că aplicația $T(t_0)$ este corect definită și îndeplinește condițiile cerute de semigrupul de clasă C_0 .

i) Aplicația este corect definită

Se presupune că $T(t_0)x_0 = x_{t_0}^1$ și $T(t_0)x_0 = x_{t_0}^2$. Din egalitatea de definiție se obține :

$$\langle \Phi(t), x_0 \rangle_x = \langle \Phi(t-t_0), x_{t_0}^1 \rangle_x = \langle \Phi(t-t_0), x_{t_0}^2 \rangle_x$$

sau încă

$$\langle \Phi(t-t_0), x_{t_0}^1 - x_{t_0}^2 \rangle_x = 0 \quad t_0 < t$$

adică $x = x_{t_0}^1$ căci $\Phi(t-t_0) \in X^1$

ii) $T(0)x_0 = x_0$

iii) Proprietatea semigrupală

Fie momentul inițial $t_0 + s_0$. Atunci

$$T(t_0 + s_0)x_0 = x_{t_0 + s_0}$$

$$T(t_0)T(s_0)x_0 = T(t_0)x_{s_0}$$

Dar

$$\langle \Phi(t), x_0 \rangle_x = \langle \Phi(t-t_0-s_0), x_{t_0+s_0} \rangle_x = \langle \Phi(t-t_0), x_{s_0} \rangle_x$$

adică

$$T(t_0 + s_0) = T(t_0)T(s_0)x_0$$

iv) $T(t_0) \in \mathcal{L}(X)$

Într-adevăr dacă $x_0 \xrightarrow{x} x_0$ și $T(t_0)x_0^n \rightarrow y_0$, trecind la limită în egalitatea de definiție

$$\langle \Phi(t-t_0), T(t_0)x_0^n \rangle_x = \langle \Phi(t), x_0^n \rangle_x$$

se obține

$$\langle \Phi(t-t_0), y_0 \rangle_x = \langle \Phi(t), x_0 \rangle_x = \langle \Phi(t-t_0), T(t_0)x_0 \rangle_x$$

Deci $y_0 = T(t_0)x_0$ adică $T(t_0)$ este închis ; fiind definit pe tot spațiul este și continuu.

V) Semigrupul este de clasă C_0 , adică :

$$\lim_{t \downarrow 0} T(t)x_0 = x_0$$

pentru aceasta formăm :

$$\begin{aligned} \langle \Phi(t-t_0), T(t_0)x_0 - x_0 \rangle_x &= \langle \Phi(t-t_0), T(t_0)x_0 \rangle_x - \langle \Phi(t-t_0), x_0 \rangle_x = \\ &= \langle \Phi(t), x_0 \rangle_x - \langle \Phi(t-t_0), x_0 \rangle_x, \end{aligned}$$

Din ultima egalitate se obține pentru $t_0 \downarrow 0$

$$\langle \Phi(t) - \Phi(t), x_0 \rangle_x = 0.$$

Deci lui

$$\lim_{t \downarrow 0} (T(t)x_0 - x_0) = 0.$$

Propoziția 3. Fie dat un sistem liniar continuu și invariant, al cărui spațiu de stare X este finit dimensional. Atunci funcția pondere generalizată este dată de :

$$h_g(t) = \langle \exp(A^*t) \Phi(0), x_0 \rangle_X \quad (1.11)$$

unde A este definit de :

$$Ax = \lim_{t \downarrow 0} \frac{T(t)x - x}{t} \quad (2.12)$$

Demonstrație. Datorită faptului că este C_0 - semigrup [6], [7], el admite generatorul infinitesimal $A : X \rightarrow X$ definit de :

$$Ax = \lim_{t \downarrow 0} \frac{T(t)x - x}{t}$$

adică

$$\frac{dT(t)x}{dt} = AT(t)x (= T(t)Ax) \quad t > 0 \quad (2.13)$$

ceea ce conduce la :

$$T(t) = e^{At} \quad (2.14)$$

Introducînd pe $T(t)$ din (2.14) în expresia lui $h_g(t)$ se obține :

$$\begin{aligned} y_t(t) &= \langle \Phi(t), x_0 \rangle_X = \langle \Phi(0), T(t)x_0 \rangle_X = \langle \Phi(0), e^{At}x_0 \rangle_X = \\ &= \langle e^{A^*t}\Phi(0), x_0 \rangle_X \end{aligned}$$

și de aici se obține :

$$\Phi(t) = e^{A^*t} \Phi(0) \quad (2.15)$$

iar $\Phi(0)$ se determină din

$$y_t(0) = y(0) = \langle \Phi(0), x_0 \rangle_X \quad (2.16)$$

ținînd seama că $t \downarrow 0$.

Propoziția 4. Fie dat un sistem liniar neted invariant cu X spațiul stărilor, spațiu Hilbert. Atunci funcția pondere generalizată este dată de :

$$h_g(t) = \langle T^*(t) \Phi(0), x(0_+) \rangle_X \quad (2.17)$$

Demonstrație. Printr-o procedură asemănătoare cu cea anterioară se poate scrie $X = X^0 \oplus X^1$ și se definește operatorul liniar $T(t_0)$ pentru fiecare t_0 prin :

$$\langle \Phi(t), x_0 \rangle_X = \langle \Phi(t-t_0), T(t_0)x_0 \rangle_X$$

care este de asemenea element al semigrupului de operatori $\{T(t), t \geq 0\}$ de clasă C_0 , al cărui generator infinitesimal este $A : D(A) (\subset X) \rightarrow X$ unde $\overline{D(A)} = X$ și de asemenea $\overline{D(A^\infty)} = X$. Cu acestea

$$h_g(t) = \langle T^*(t) \Phi(0), x(0_+) \rangle_X = \langle T^*(t) \Phi(0), B \rangle_X$$

cînd $x(0_+) = B$, căci $x(t)$ este continuă la dreapta.

3. Funcția pondere structurală

Funcția pondere structurală va fi introdusă pentru sistemele liniare continue invariante finit și infinit dimensionale.

Propoziția 5. Fie dat un sistem liniar continuu invariant, finit dimensional cu $X \subset \mathbb{R}^n$ spațiul stărilor; în acest caz există o unică funcție pondere structurală

$$h(t) = \langle \Phi(0), e^{At} B \rangle_X. \quad (3.1)$$

Demonstrație: Răspunsul forțat al sistemului este dat de

$$y_f(t) = s_f(t_0, t, u) = h_{\frac{t}{t_0}} u \quad (3.2)$$

unde $h \in \mathcal{D}'(\mathbb{R}_+)$, $u \in \mathcal{S}'$ și t_0 este fixat.

Notînd $u_{t_0} = u|_{(t_0, T)}$ și făcînd apel la proprietatea de neanticipativitate a sistemelor se obține:

$$y_f(t_0, t) = \langle \Phi(t_0, t), x_{t_0} \rangle_X = h_{\frac{t}{t_0}} U_{t_0} = \langle \Phi(\tau, t), x_{\tau} \rangle_X + h_{\frac{t}{t_0}} u; \tau \geq t_0$$

Punînd în continuare $t_0 = 0$, $u = \delta$, $x_0 = 0$ se obține pentru sisteme invariante:

$$y_f(0, t) = h(t) = \langle \Phi(t - \tau), x_{\tau} \rangle_X = \langle \Phi(t), e^{-At} x_{\tau} \rangle_X \quad (3.3)$$

unde $0 < \tau < t$. Pentru $\tau \rightarrow 0$ și $\dim X = n$ se obține $x(\tau) \rightarrow B$ (tare) și atunci conform definiției date [1], funcția pondere structurală este

$$h(t) = \langle \Phi(t), B \rangle_X = \langle \Phi(0), e^{At} B \rangle_X. \quad (3.4)$$

Pentru sisteme infinit dimensionale se poate enunța:

Propoziția 6. Fie dat un sistem liniar, neted, invariant cu X spațiu Hilbert, în acest caz funcția pondere este:

$$h(t) = \langle \Phi(0), T(t) B \rangle_X \quad (3.5)$$

pentru intrări scalare și

$$h(t) = B^* T^*(t) \Phi(0) \quad (3.6)$$

unde $B: \mathcal{U} \rightarrow X$ este un operator, pentru intrări hilbert valuate.

Demonstrație. Procedînd ca în propoziția (5) se obține pentru intrări scalare

$$h(t) = \langle \Phi(t - \tau), x_{\tau} \rangle_X = \langle \Phi(t), T(t - \tau) x_{\tau} \rangle_X$$

și presupunînd că $x(t) \rightarrow x(0_+) = B$ cînd $t \downarrow 0$ se obține:

$$h(t) = \langle \Phi(t), B \rangle_X = \langle \Phi(0), T(t) B \rangle_X.$$

Dacă se presupune că $\mathcal{U} \subset L_2(0, \infty)$ atunci $\mathcal{U}$ spațiu Hilbert. atunci

$$y_f^{(t)} = \int_0^t \langle h(t-s), u(s) \rangle_{\mathcal{U}} ds \quad (3.7)$$

și pentru răspunsul total pentru orice $\tau < t$ este:

$$y(t) = \langle \Phi(t - \tau), x_{\tau} \rangle_X + \int_{\tau}^t \langle h(t-a), u(s) \rangle_{\mathcal{U}} ds \quad (3.8)$$

Pentru a obține elementul B când s tinde la zero, este necesară introducerea unui șir reprezentativ Dirac punind, pentru un $u \in U$ oarecare

$$u_n(t) = \begin{cases} nu & 0 \leq t \leq \frac{1}{n} \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \quad (3.9)$$

Corespunzător acestui șir de intrări $u_n(t)$ se va obține un șir $x_n(t)$, $x_n(0)$ fiind egal cu zero, punind:

$$x_n(t) = B(n, t) u \quad (3.10)$$

cu

$$B(n, t) : \mathcal{U} \rightarrow X, \quad B(n, t) \in L(\mathcal{U}, X)$$

și fiind definit pentru tot $\mathcal{U}$, este mărginit.

Atunci ieșirea corespunzătoare va fi:

$$y_n(t) = \left\langle \Phi(t), x_n\left(\frac{1}{n}\right) \right\rangle_X = \left\langle \Phi(0), T\left(t - \frac{1}{n}\right) x_n\left(\frac{1}{n}\right) \right\rangle_X = \langle \Phi(0), B(x, t) u \rangle_X.$$

Presupunind $x_n(t) \xrightarrow{\text{tare}} x(t)$, care este cel puțin continuă la dreapta, pentru $t \geq 0$, — punctele sale de discontinuitate alcătuind o mulțime de măsură Lebesgue nulă, pentru orice interval finit — atunci $B(n, t) u \rightarrow B(t) u$ fiind liniar, mărginit pentru fiecare t și în plus $B(t) u \rightarrow Bu$ oricare ar fi u când $t \rightarrow 0$, unde B este operator liniar și mărginit.

Aceasta din urmă, cunoscând că $h(t)$ este Bochner integrabilă, peste orice interval finit, conduce la:

$$\langle \Phi(0), B(t) u \rangle_X = \langle h(t), u \rangle_{L_2(0, \infty)} = \langle \Phi(0), T(t-s) B(s) u \rangle_X \quad a.p.t. \text{ în } t,$$

de unde se obține

$$T(t-s) B(s) u = B(t) u \quad (3.11)$$

care pentru $s \rightarrow 0$ conduce la $B(t) u = T(t) Bu$

Cu aceasta se obține imediat

$$h(t) = B^*(t) \Phi(0) = B^* T^*(t) \Phi(0) = B^*.$$

4. Exemple

Funcțiile pondere introduse anterior conduc în mod natural la exemple de sisteme, întâlnite des în practică.

4.1. Sisteme liniare continue, invariante finit dimensionale

Răspunsul total în cazul acestor sisteme este dat de

$$y(t) = \langle \Phi(0), T(t) x_0 + \int_0^t T(t-s) Bu(s) ds \rangle_X$$

relație cu ajutorul căreia se poate defini variabila:

$$x(t) = T(t) x_0 + \int_0^t T(t-s) Bu(s) ds$$

soluție a ecuației:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t).$$

la care se atașează ecuația :

$$y(t) = \langle \Phi(0), x(t) \rangle_x$$

și care descrie sistemele diferențiale liniare prin cunoscutele relații :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4.1)$$

Dacă $h(t)$ conține o distribuție de tip Dirac ($h(t) \in \mathcal{D}'(\mathbb{R}_+)$) în origine, atunci în ieșire va mai apărea (sisteme proprii [3]) un termen :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (4.2)$$

Aceste reprezentări sînt echivalente cu [1] :

$$\sum_{i=0}^n a_i y^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^m b_j u^{(j)}(t) \text{ cu } n \leq m \quad (4.3)$$

a_i și b_j sînt coeficienți ce se obțin din matricile A , B și C .

4.2. Sisteme liniare, continue, invariante și infinit dimensionale

Procedînd în mod analog cu (4.1), în ipoteza suplimentară, că $B \in D(A)$, în cazul intrărilor scalare și $\mathfrak{R}(B) \subset D(A)$, în cazul intrărilor hilbert-valuate, iar A este închis în ambele cazuri, se obține reprezentarea :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= \langle \Phi(0), x(t) \rangle_x + Du(t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

dar care nu are corespondent în reprezentări de tipul (4.3).

BIBLIOGRAFIE

1. Penescu C., Sisteme. Concepte. Sisteme liniare, Ed. Tehnică, București, 1975.
2. Balakrishnan A. V., Linear Systems with Infinite Dimensional State Spaces, Symp. on System Theory, Polytechnic Institute of Brooklyn, 1965.
3. Zadeh L., Desoer C., Linear System Theory, New York, Mc Graw Hill, 1963.
4. Kalman R. E., Falb P. L., Arbib M. A., Topics in Mathematical System Theory, New York, Mc Graw-Hill, 1969.
5. Mesarovic M. D., Takahara Y., General Systems Theory, Mathematical Foundations, New York, Academic Press, Inc., 1975.
6. Hille E., Phillips R. S., Functional Analysis and Semigroups, AMS Colloquium Publications, 1957.
7. Yosida K., Functional Analysis, Berlin-Heidelberg-New York Springer Verlag, 1966.
8. Kecs W., Produsul de convoluție și aplicații, Ed. Academiei R.S.R., București, 1978.

A NATURAL METHOD OF DETERMINING THE WEIGHTING FUNCTIONS OF THE DYNAMIC SYSTEMS

(SUMMARY)

In the study of the dynamic systems, a central place is occupied by the weighting functions due to the diverse applications they generate. However in the recent works these functions are ambiguously defined. The present work develops a natural means of introducing these weighting functions for continuous linear systems finite or infinite dimensional.

THE MODAL REGULATION FOR A DYNAMIC SYSTEM REPRESENTED BY A DISTILLATION COLUMN

BY

IOAN BABUTIA, OCTAVIAN PROȘTEAN, IOAN MUREȘAN,
VOICHIȚA MUREȘAN

1. Introduction

In this paper we shall treat some aspects concerning the analitic design and teh realization of a state estimator and a state regulator for a multivariable dynamic system represented by an ethilen ethan column of distillation.

The state regulation was delimited as objective, to obtain the separate products: ethilen as a top product and the ethan as bottom product in pre-established concentration.

The solution of the regulation problem is a control law based on all the available informations and its physical concretization being constituted by the controller or the regulator.

2. The Mathematical Model

As work hypothesis we presumed the column as a dynamic system dimensionally finite linearized, smooth, invariant in the point considered as, working point.

The state regulation imposed, provides only the ensurance of the conditions of asimptotic stability in the case of the accepted hypothesis, by the fulfillment of the conditions of controlability and complete observability.

The technics of modal reduction of the order [1] allow to affirm that the tranzitory behaviour of the system is essentially determined by the way of the evolution in time of the dominant modes. That makes possible the aproximation of the dynamic column by a system of reduced order in this case of order 5, the behaviour of which in stationary regime, more precisely in an ulterior stage to that of the begining of the response, is identical with the original system.

The mathematical state-space model finally considered is the following one :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (1)$$

$$y = Cx \quad (2)$$

where :

$$x = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]^T \text{ and } u = [Q_B P F x q]^T \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} A &= \left[\frac{f_i}{x_j} \right], i=1, \dots, 5; j=1, \dots, 5. \\ B &= \left[\frac{f_i}{u_j} \right], i=1, \dots, 5; j=1, \dots, 5. \\ C &= [I \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

in which : Q_B — the contribution of bottom heat ; P — bottom product flow ; F — alimentation flow of the column ; X_F — the concentration of the alimentation ; q — the termic condition of the alimentation x_i $i=1, \dots, 5$ — the concentration on the 5 significant plates 1—the top plate, 2 — the middle plate of the rectification area 3 — the alimentation plate ; 4 — the middle plate of the fractional area ; 5 — the bottom plate.

$x_i = f_i(x, z)$ — the differential equation associated to the plate i , which for $i=1, \dots, 5$ forms the model of the fractional process considering the equations of termic, masic balance, the equilibrium relations as well as the phenomenon of delay in the flowing of the fluid between the plates. The (1), (2) system is obtained through the linearization of these equations in the static working point : $(x, u) = (0, 0)$. The matrices A and B of the system in this case take the following form :

$$A = \begin{bmatrix} -0,2248 & 3,6133 & 0,00 & 0,00 & 0,00 \\ -0,1709 & -7,0318 & 3,6133 & 0,00 & 0,00 \\ 0,00 & 3,7585 & -7,3718 & 4,8633 & 0,00 \\ 0,00 & 0,00 & 3,6306 & -9,0441 & 0,162 \\ 0,00 & 0,00 & 0,00 & 4,5534 & -0,2727 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1,8 \cdot 10^{-5} & -1,12 \cdot 10^{-3} & -1,98 \cdot 10^{-3} & -1,67 \cdot 10^{-2} & -1,54 \cdot 10^{-4} \\ 2,0 \cdot 10^{-6} & 8 \cdot 10^{-5} & 7,49 \cdot 10^{-2} & 1,67 \cdot 10^{-2} & 1,52 \cdot 10^{-4} \\ 0,0 & 0,0 & 1,4117 & 0,0 & 0,0 \\ -7,5 \cdot 10^{-5} & -3,01 \cdot 10^{-3} & -2,19 \cdot 10^{-2} & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 1,11 \cdot 10^{-7} & 2,01 \cdot 10^{-7} & -4,58 \cdot 10^{-7} & 0,0 \end{bmatrix}$$

3. Generalities regarding the regulation of the distillation columns

It results from the bibliography [2], [3] that the classical technics of regulation act upon the elimination of the perturbations of the alimentation tide of the column or its composition. The using of the distillation models for the synthesis of the control suppose :

- nonlinear detailed simulators of the column which implicate calculations regarding each plate in which case the performances of different types of controllers can be compared among them ;
- linearized dynamic models which allow the synthesis of the controllers based on the parametric estimation in the working point. The optimal control using an objectiv squared function is contained in this category.

The generalisation of the utilization of the process computers allows the implementation of multivariable technics of regulation. The models used in this case are far more precise and consider the multiple interactions which appear in the system ; thus it results a manner of operation of the column with smaller variations in the distillation products quality and with a smaller effort of

command. Added to that, these multivariable technics permit the simultaneous regulation of two, ore more outputs employing no matter how many of control inputs realising in the same time the compensation of the internal dynamic. That means in our case that the composition of both distillation products can be controlled simultaneously, reducing thus the quantity of the product which must be reconditioned.

4. The Linear State Regulation. The state estimation

The object of the regulation being modeled by a dimensionally finite dynamic system, linear smooth and invariable, the possibility of the construction of the best control law is limited only by the controllability of the system.

The hypothesis of the comportment of the column as a constant system — at least on short enough time intervals — give us the possibility to take in consideration a linear state regulator ; through this restriction the proceedings of modern theory lead on a more simple way, to results compatible with the classical theory.

The state regulation beeing considered, on a regulation law of the following form, is desired :

$$u(t) = -kx(t) \quad (5)$$

Otherwise the state contains the whole necessary information for the elaboration of a regulation decision ; the equation of the dynamic system becoming :

$$\dot{x}(t) = [A - Bk] x(t) + Bw \quad (6)$$

which has a unic solution for any phase (t, x) .

The reacted dynamic system becomes the one presented in the figure 1.

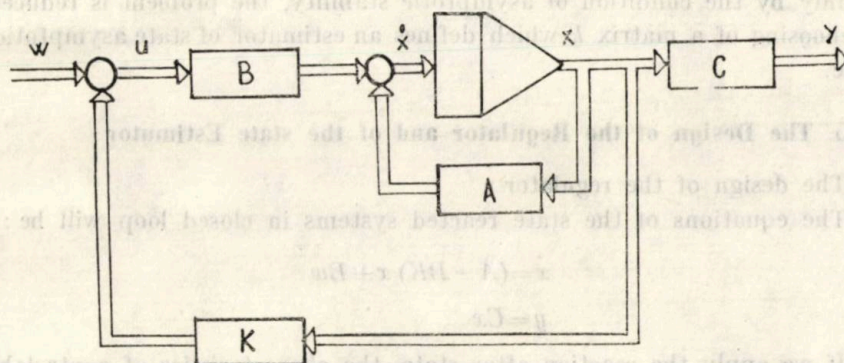


Fig. 1. The dynamic system provided with linear reaction or state.

As it is impossible to implement the law of control presented above because $x(t)$ it is not accessible in totality, we used the form which can be realized :

$$u(t) = -\hat{k}\hat{x}(t) \quad (7)$$

in which $\hat{x}(t)$ is the estimated state.

The fulfilment of the observability condition appears to be necessary. Consequently in natural way the regulator contains a component, an objective of which consists in the determination of state ; the state estimator, (figure 2).

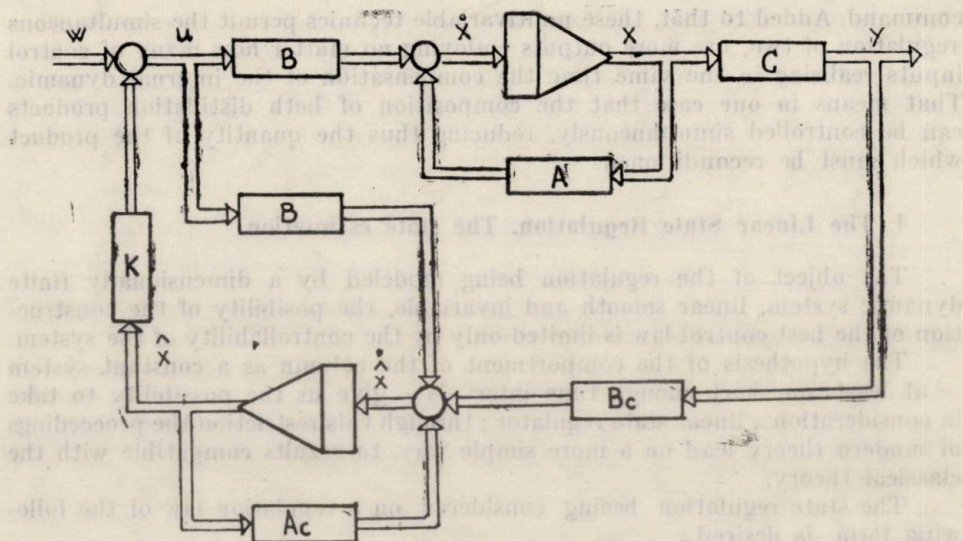


Fig. 2. The state estimator.

The dynamic of the appropriate regulator and that of the estimator being independent, the assamblation of the solution of the regulation problem with the solution of the estimation problem, is needed :

$$X_{REGULATION} = X_{CONTROL} \cdot X_{ESTIMATION} = X_{A-BK} \cdot X_{A-LC} \quad (8)$$

consequently if the performances imposed to the regulatoin system are expresed only by the condition of asymptotic stability, the problem is reduced to the choosing of a matrix k which defines an estimator of state asymptotically stable.

5. The Design of the Regulator and of the state Estimator

The design of the regulator :

The equations of the state reacted systems in closed loop will be :

$$\dot{x} = (A - BK)x + Bw \quad (9)$$

$$y = Cx \quad (10)$$

If we apply the reaction after state, the characteristics of controlability and observability are preserved which permits to affirm that any set $\Gamma = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_5\}$ of eigenvalues of the reacted system given by :

$$\Delta'(\lambda) = \det(\lambda I - A + BK) = 0 \quad (11)$$

can be obtained with a convenably chosen K , to which we still impose the contition that its elements should be real [4].

In the above relation $\Delta'(\lambda)$ is the equation characteristic to the system (9) K must verify a relation of the form :

$$K\psi_j(\lambda_i) = -e_j \quad (12)$$

where e_j , are elements of the ortonormate base of the considered Banach space and ψ_j is the j column of the matrix

$$\varphi(\lambda_i) = (\lambda I_5 - A)^{-1} B \quad (13)$$

For the proper values of (1) the following values were found :

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 0,03135 \\ \lambda_2 &= -0,17535 \\ \lambda_3 &= -2,235 \\ \lambda_4 &= -7,9761 \\ \lambda_5 &= -13,508 \end{aligned} \quad (14)$$

and the imposed set is :

$$\{-0,1 ; -0,2 ; -2,3 ; -8 ; -13,6\} \quad (15)$$

The elements of matrix K finally obtained :

$$K = \begin{bmatrix} 26,18 & -0,91 & 0,79 & -0,57 & 1,4 \cdot 10^{-8} \\ 0,97 & -0,34 & -0,12 & -0,075 & 8,07 \cdot 10 \\ 0,06 & -0,33 & -45,92 & -0,031 & -0,035 \\ -8,14 & -73,9 & 3,99 & -14,7 & -8,7 \\ -140716 & -1225 & -179804 & 97394,1 & -143322 \end{bmatrix}$$

The organigrama of the program used for the calculus of the matrix K , called symbolically the „REGULATOR'S CALCULUS“ is preztented in the figure 3a.

The correctness of the calculus was also verified through the program „THE VERIFICATION OF THE REGULATOR'S CALCULUS“.

The state estimator's calculus :

The dynamic of the state estimator is caught by the equation :

$$\dot{\hat{x}} = A_c \hat{x} + B_c y + B u$$

In order that the error of estimation should be annuled in time, it is sufficient that the eigenvalues of A_c should be found in the left complex. semiplane Also in the mentioned conditions a B_c can be found, in order to conduct to a set Γ_e wanted by eigenvalues for A_c through which the speed of estimation will be controlled.

The characteristic polynom of the estimation is :

$$\Delta_c(\lambda) = \Delta(\lambda) \det(I_5 + C\Phi(\lambda) B_c) \quad (18)$$

where : the imposed set Γ_e for the calculation of B_c a relation the following is obtained :

$$\psi_i^T(\lambda_k) B_c = -e_i^T \quad (19)$$

where :

$$\psi_i = C\Phi(\lambda) \quad (20)$$

From the condition of the obtaining of an asymptohtic estimation error results :

$$A_c = A - B_c C. \quad (21)$$

where ψ are elements of the orthonormal basis of the considered Banach space and ψ is the j column of the matrix

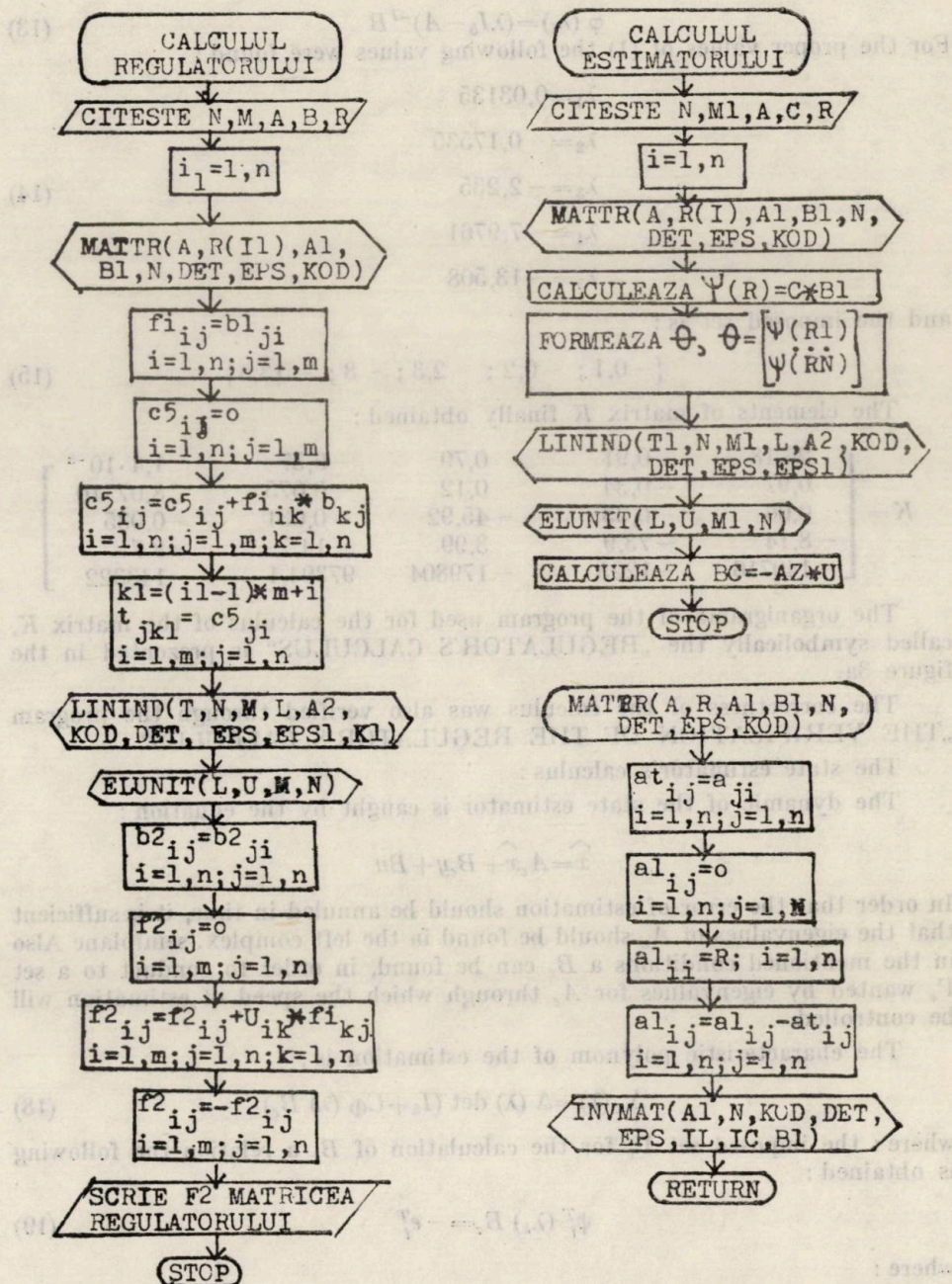


Fig. 3. The program's organigrams: THE CALCULLUS OF THE REGULATOR and THE CALCULLUS OF THE ESTIMATOR.

The set Γ_e is composed in such a manner that its elements should be placed more to left than the corresponding elements of the set Γ_R :

$$\Gamma_e = \{-1,8; -3; -4,5; -8,5; -14\} \quad (22)$$

The values of the matrix elements:

$$A_e = [a_{ij}] \quad i=1, \dots, 5 \quad j=1, \dots, 5; \quad (23)$$

$$B_e = [b_{ij}] \quad i=1, \dots, 5; \quad j=1, \dots, 5; \quad (24)$$

finally obtained are:

$$A_e = \begin{bmatrix} -1,398 & 0,1709 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ -54,017 & -7,0318 & 3,7585 & 0,0 & 0,0 \\ -83,381 & 3,6133 & -7,3718 & 3,6306 & 0,0 \\ 73,471 & 0,0 & 4,8633 & -9,0441 & 4,5534 \\ -3,019 & 0,0 & 0,0 & 0,162 & -0,2727 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$B_e = \begin{bmatrix} 1,173 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 57,631 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 83,381 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ -73,471 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 3,019 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

The organigrama of the program used for the calculus of A_e and B_e symbolically called the „ESTIMATORS CALCULUS“ is present in the figure 3b.

The correctness of the calculus by the program „THE VERIFICATION OF THE ESTIMATOR'S CALCULUS“ was also verified.

6. Conclusions

The dynamic multivariable systems of large scale which in the same time possess rapid and lent modes, i.g. the considered distillation column, are of interest especially because they admit their replacing through modelos of reduced order which should preserve the essential dynamic properties, in this case the reduced model being of order 5.

As the reduced system is controlable it was possible to design for the last one a modal controlor (fig. 4) for the purpose of relocating its eigenvalues.

In this case the controlor's action over the original model must be followed in the sense of possible dynamic interactions among its rapid and slow modes introduced by the controlor given, that this was designed for the reduced model.

For the purpose of minimizing these actions it must be observed that the order of size of the reduced model should not surpass a certain acceptable limit [5]. The comand law has two objectives the relocation the dominant eigenvalues in the wanted places by the aid of the designed controlor for the system of order 5, and to minimize the too closed interaction between the slow and rapid modes of the original system.

As in the studied case not all the state variables were physically measurable, in change the proposed model being observable, their reconstruction has been made with the help of a state estimator (fig. 5).

In conclusion the alocation of the poles was restrained to the set of the dominant eigenvalues algebrically the greatest of the original system, which constitute the eigenvalues of the reduced model. The system beying comple-

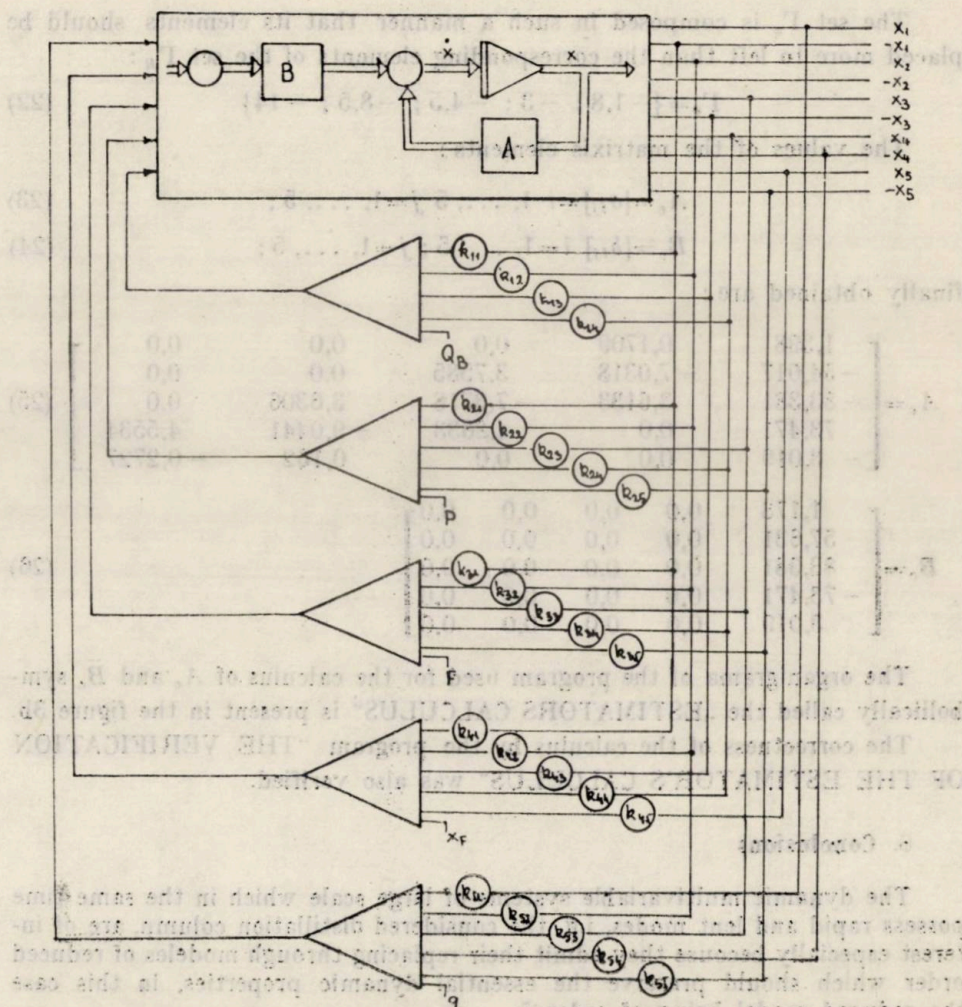


Fig. 4. The schemes of analogic simulation of the matrix of state reaction K.

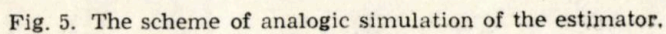
tely controllable and observable a linear controller on state of the following form :

$$u = Kx$$

was used.

BIBLIOGRAPHY

- [1] Davison E. J. A Method for Simplifying Linear Dynamic Systems. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-11, nr. 1, 1966, p. 93.
- [2] T. F. Edgar, C. O. Schwanke. A Review of the Application of Modern Control Theory to distillation columns. Joint Automatic Control Conference-Proceedings, New York, U.S.A. 1977, p. 334.
- [3] James W. Hobbs. Unifying Concepts for Fractional Product-Composition Control. Joint Automatic Control conference Proceedings, New York, U.S.A. 1977, p. 1370.
- [4] Brogan W. L. Modern Control Theory, Quantum Publishers, Inc, New York, 1974, p. 308.
- [5] Georgakis C. A quasi-modal approach model reduction. Proceedings of the 1977 Joint Automatic Control Conference, San Francisco, California, p. 639.



REGLAREA MODALĂ PENTRU UN SISTEM DINAMIC REPREZENTAT DE O COLOANĂ DE DISTILARE

REZUMAT

În lucrare se vor trata câteva aspecte legate de proiectarea analitică și realizarea unui estimator de stare și a unui regulator pe stare pentru un sistem dinamic multivariabil particularizat printr-o coloană de distilare etilenă-etan.

Reglarea pe stare a fost delimitată, ca obiectiv, la obținerea produselor separate : etilena ca produs de vîrf și etanul ca produs de bază în concentrația prestabilită.

Soluția problemei de reglare este o lege de comandă obținută pe baza tuturor informațiilor disponibile, a cărei concretizare fizică o constituie controlorul sau regulatorul.

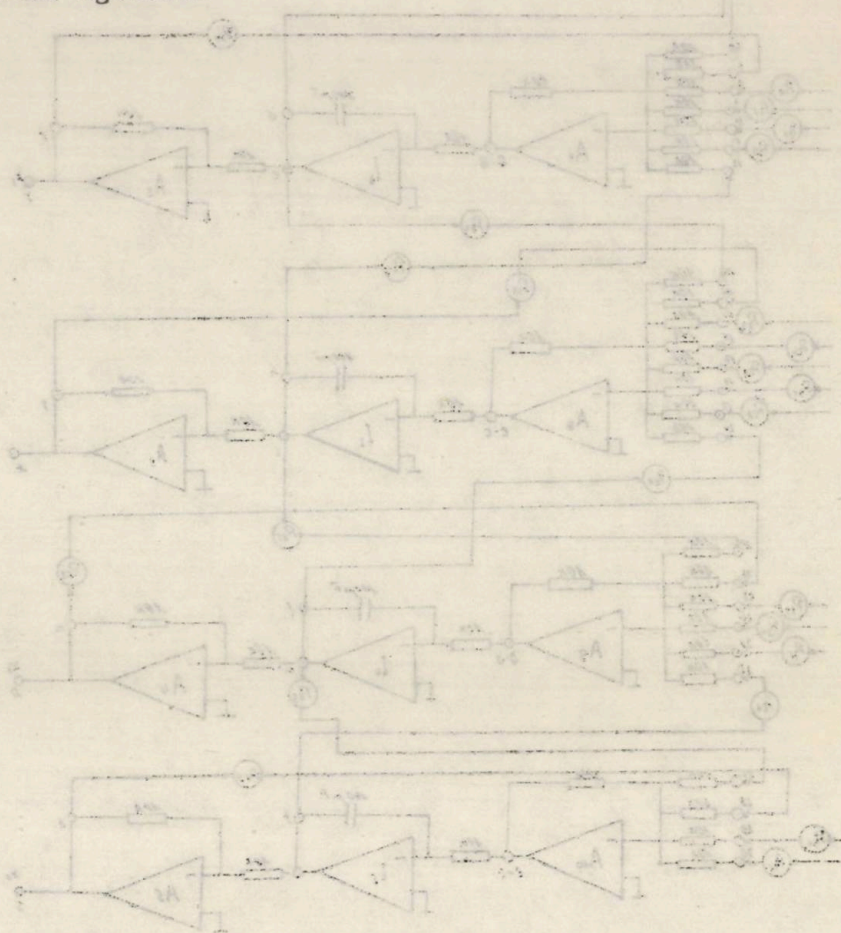


Fig. 4. The scheme of analogic simulation of the estimator

RECOGNITION DEVICE FOR SOME FLAT SHAPES

BY

IOAN BABUȚIA, OCTAVIAN PROȘTEAN, IOAN MUREȘAN,
VOICHIȚA MUREȘAN

In this paper is presented an analog-digital device and the correspondent algorithm for the compact flat shapes recognition as well as of the flat curves among a given set.

The classification of the shapes is made by pre-established criterions. The device is realizing the acquisition of the image with the optic translator of the X-Y BAK 4T plotter and the data treatment converted in digital form, using the system based on μp 8080, according to the correspondent algorithm. This algorithm differentiates the shape types and the different elements inside of one type. The number of recognised types is limited by the memory of the system and the speed of processing is limited mainly by the translator. The possible applications of this device are: in the positioning and sorting of some components, the processing of some graphics, in control system of some industrial robots. There were realized the analogic blocks the interfacing device with the memory and the I/O of the 8080 CPU unit and the correspondent algorithm for digital conversion data-treatment.

1. The Device Discription (fig. 1)

The translator consists of the optic device of the recorder BAK 4T. The optic translator scans the interesting surface, controlled by the μp , giving an analog signal converted afterwards in digital signal which points the presence or absence of a shape on this surface. The correspondent data are stored in matrix form in the system memory. The system consists of a CPU INTEL 8080-unit, 4 kilobytes of RAM memory, and 4 kilobytes of ROM memory, a circuit for interruptions control, I/O ports, a circuit for the direct access memory and a control panel. The interfacing of the analogic blocks with the μp is made using some digital-analog convertors, respectively analog-digital and some buffer registers [1].

The recognition system of the elements of one class contains one channel for each characters (fig. 2).

Each channel realized the weighted sum of the components of the vector associated with the acquisitioned shape. The weights p_{kL} are obtained from the components of the vector $r_k(r_{k1}, r_{k2}, \dots, r_{kn})$ $k=1, \dots, m$, and m — the number of the vectors of reference of the c class.

$$p_{kL} = r_{kL} / \left(\sum_{L=1}^n r_{kL}^2 \right)^{1/2}$$

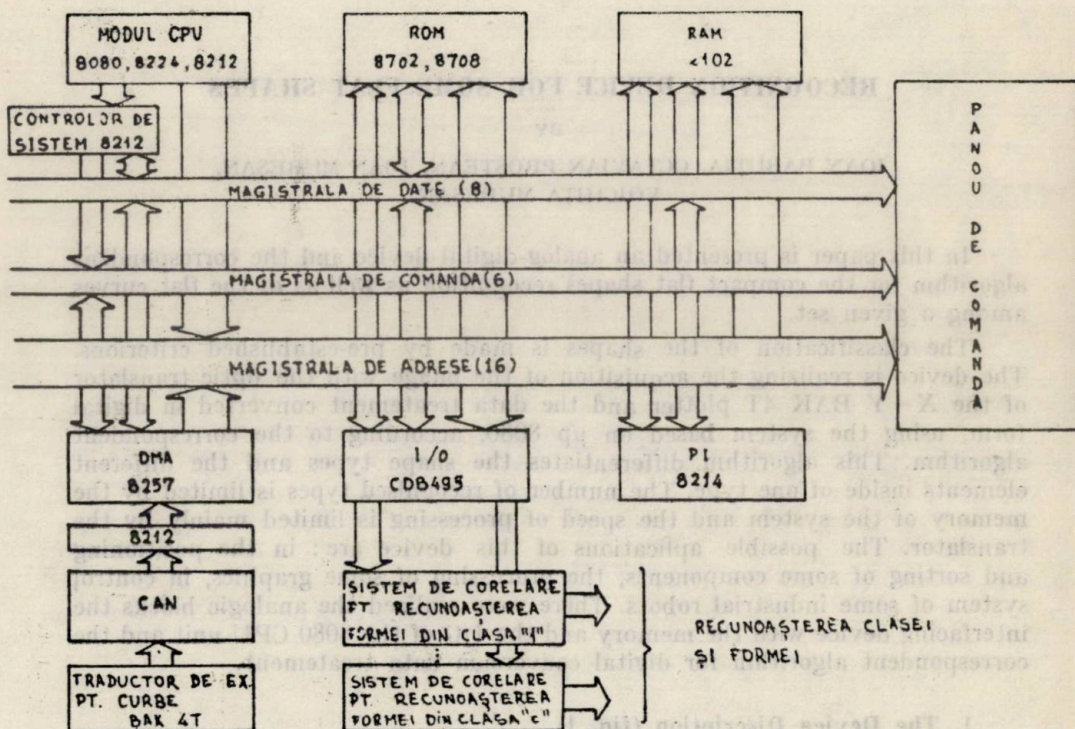


Fig. 1. The architecture of the device for recognition of some flat shapes.

The output $Y_k(v)$ of one channel is the weighted sum of the components of the vector $v(v_1, v_2, \dots, v_n)$ associated to the shape obtained from the translator after the processing:

$$Y_k(v) = \sum_L p_{kL} v_L \quad \begin{matrix} k=1, \dots, m \\ L=1, \dots, n \end{matrix}$$

$Y_k(v)$ is obtained with the help of some summator amplifiers, inverting, which form a matrix of correlation with the weights defined before. If the noise on the measure channels is removed by the correct choice of the black and white discrimination thresholds of the translator, then the vector v concurs with a reference vector r , and the correspondent channel of the matrix of correlation will have the highest output.

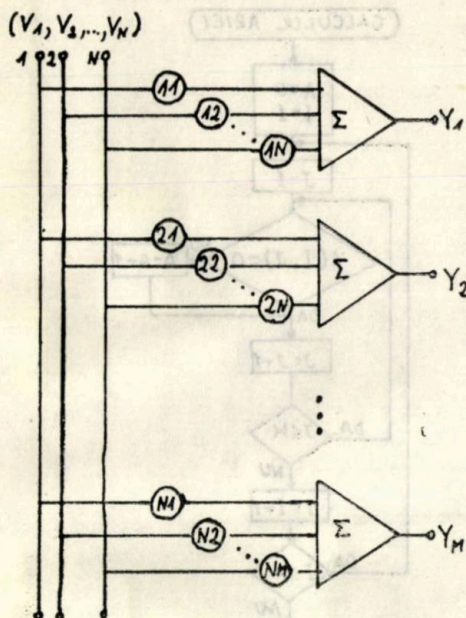


Fig. 2. The recognition of one class elements system.

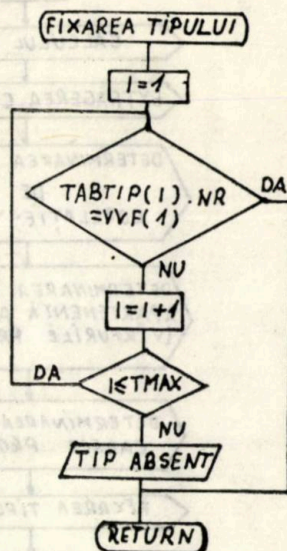


Fig. 3. Selecting class subroutine.

The recognition system of the shape identifies then the character, the wished shape through the correspondent output of the matrix of correlation.

The correct class, respectively the correspondent matrix of correlation is selected by the system according to the algorithm implemented through the program (fig. 3).

2. The Description of the Algorithm (fig. 4)

The image perceived by the optic translator is processed and the correspondent mathematic model consists of matrix of binary entries 0 and 1, with the dimensions M and N . The studied shape appears in this matrix as an area of locations with the logical value 1. The logic level 1 is associated to a location, if the signal provided by the optic translator exceeds a certain threshold which has the task to reject the noise. Such a system can be utilized for the discrimination and the identification of some distinct shapes contained in the same image. In this case, in order to localize a certain shape, a centroid whose coordinates are given by the following algorithm is associated to this shape; this algorithm is based upon the definition of the mass centre of a flat plate with uniform density:

$$X = \left(\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n D_{ij} x_i \right) / \left(\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n D_{ij} \right) \quad i=1, \dots, M$$

$$Y = \left(\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n D_{ij} y_j \right) / \left(\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n D_{ij} \right).$$

$D_{ij}=0$ if the signal is under the threshold and 1 if it is above.

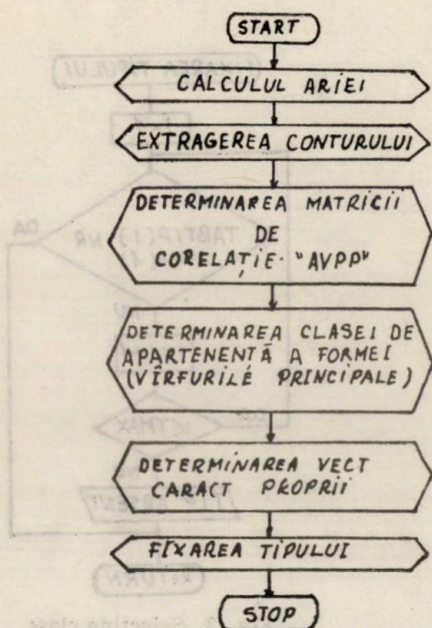


Fig. 4. The algorithm organization for the recognition of some flat shapes.

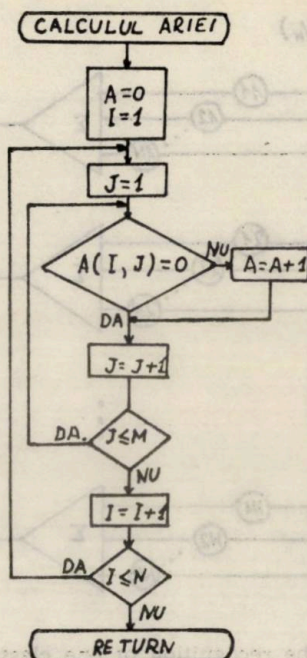


Fig. 5. Computing area subroutine.

The recognition algorithm (fig. 4) is based on the association to each shape of a vector of proper characteristics built up with the length of the main sides and of two parameters unchanging upon the transformations in plane: the number of sides and the area. We called main sides and vertex those characteristics of the mathematical model associated to a real shape, that don't appear aleatory because of the position in plane or as a result of the acquisition process and image storing.

The studied shape is then stored in memory as a matrix $A(N, M)$. The shape area is computed by counting the locations which contain a non null information (fig. 5).

To determine the sides and vertexes of the shape, is necessary to establish the shape outline by canceling the inner locations marked by the outline (fig. 6).

In the following the matrix AVPP (KMAX, 4) is completed by information referring to the KMAX sides that is: the co-ordinates of vertex of the side (I, J) , the direction PT and the number of locations which constitute the side PS (fig. 7).

By the help of this table one can determine the main vertexes of the shape, whose co-ordinates are introduced in VVF (LMAX2) table, where LMAX represents the number of the main sides. Afterwards is completed the vector of propre features: VCP (LMAX+2) which contains the number of sides, the area and the length of each side (fig. 8).

The last part of the program (fig. 3) consists in searching in the table TABTIP (TMAX) if through the shapes which the system is able to recognise there are LMAX sides shapes.

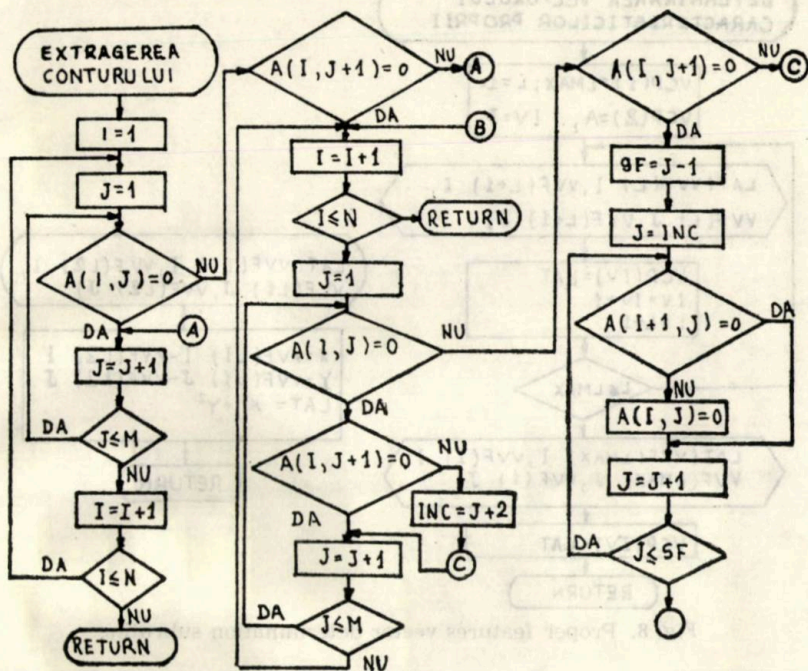


Fig. 6. Searching outline subroutine.

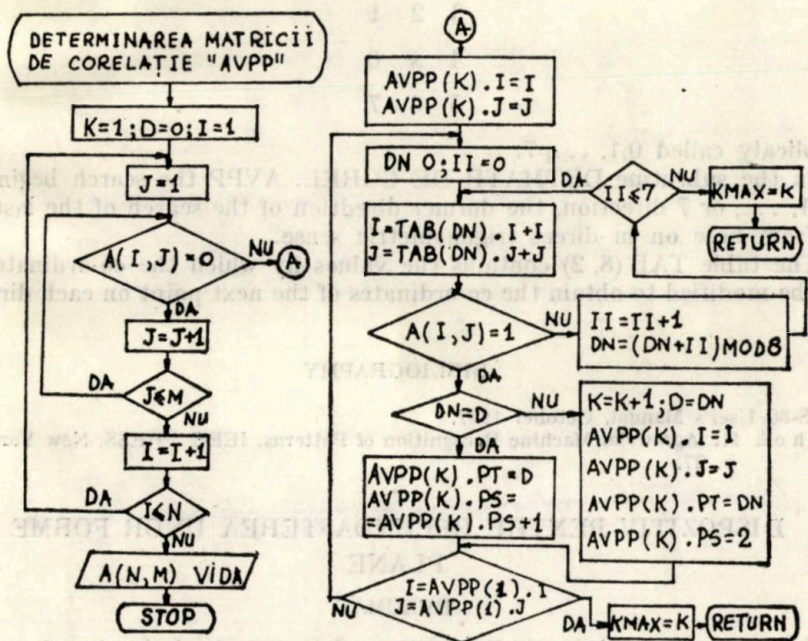


Fig. 7. Matrix AVPP (K, KMAX) determination subroutine..

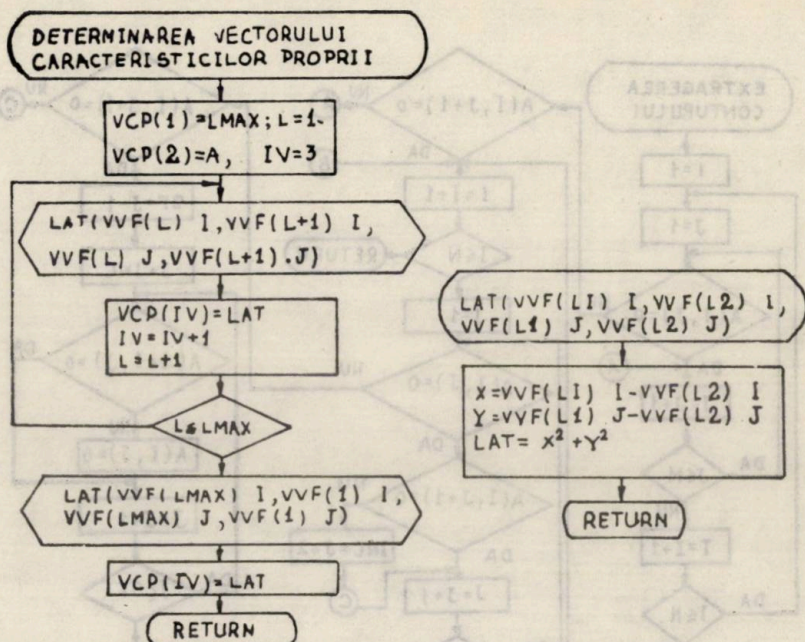


Fig. 8. Proper features vector determination subroutine.

The way of searching the neighbour points of a given point $X(I, J)$ is based upon the existence of eight searching directions:

	3	2	1
4	x	0	
5	6	7	

symbolically called 0,1, ..., 7.

In the subroutine DETMATR DE COREL. AVPP the search begins with $d=0,1, \dots, 7$ direction, the former direction of the search of the last point and from here on in direct trigonometric sense.

The table TAB (8, 2) contains the values by which the co-ordinates I, J must be modified to obtain the co-ordinates of the next point on each direction.

BIBLIOGRAPHY

1. MCS-80 User's Manual, October 1977.
2. Ashok K. Agrawala, Machine Recognition of Patterns, IEEE PRESS, New York, 1976. p. 27.

DISPOZITIV PENTRU RECUNOASTEREA UNOR FORME PLANE REZUMAT

În lucrare se prezintă un dispozitiv analog-numeric și algoritmul corespunzător pentru recunoașterea formelor plane pline, cât și a curbelor plane dintr-o mulțime fixată. Clasificarea formelor se face după criteriile prestabilite. Dispo-

zitivul realizează achiziționarea imaginii, cu traductorul optic al înregistratorului X—Y BAK 4T și tratarea datelor, convertite în formă digitală, cu ajutorul sistemului bazat pe μ p 8080, conform unui algoritm corespunzător. Acest algoritm diferențiază tipurile de forme, iar în cadrul unui tip, diferitele elemente între ele. Numărul de tipuri recunoscute este limitat de memoria sistemului, iar viteza de prelucrare este limitată în principal de traductor. Aplicațiile posibile ale acestui dispozitiv sînt: în poziționarea sau trierea unor componente, prelucrarea unor grafice, în sisteme de conducere a unor roboți industriali. Au fost realizate blocurile analogice, dispozitivele de interfațare cu memoria și I/E ale modului CPU 8080 și algoritmul corespunzător de tratare a datelor convertite numeric.

1981-1982



activităţi tehnice achiziţionare imaginii, cu traductor optic de înregistrare
 în Z. Y. MAK ET al. Trănescă datele convertite în formă digitală, cu ajutorul
 sistemului bazat pe chip 8080, conform unui algoritmul corespunzător. Acest
 algoritmul diferă de tipul de lucru în cadrul unui tip de funcţie elementară
 între ele. Numărul de tipuri tehnice este limitat de memoria sistemului.
 În zilele de producţie este limitat de numărul de traductor. Aplicaţiile
 posibile ale acestui dispozitiv sînt: în poziţionare sau trăsere unor compo-
 nente, poziţionare unor grafice, în sisteme de conducere a unor roboţi industriali.
 Au fost realizate discurile analogice, dispozitive de înregistrare cu memorie
 şi A/D ale modelului CPT 8080 şi algoritmul corespunzător de funcţie a datelor
 convertite numerice.

F
7414/E

F 7414/
E

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 25 (39)

Fascicula 2

IULIE-DECEMBRIE

1980

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC "TRAIAN VOIA"
TIMIȘOARA

Cititorii din străinătate se pot abona prin

ILEXIM,

Serv. Export-import presă – Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3-5 – P.O.B. 136-137

Bucharest – Romania

Fascicola 2

Tomul 25 (39)

1980-DECEMBRIE

1980